



Proyecto Fin de Máster

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN
CONTROL ADAPTATIVO PARA OBTENER
ZVS EN UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE
PUENTE ACTIVO PARA APLICACIONES DE
VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

José María Molina García

Máster en Electrónica Industrial

Universidad Politécnica de Madrid

Centro de Electrónica Industrial

Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales

Departamento de Automática, Ingeniería Electrónica e Informática
Industrial



Marzo, 2011



Universidad Politécnica de Madrid
Centro de Electrónica Industrial
Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales
Departamento de Automática, Ingeniería Electrónica e Informática Industrial

Máster en Electrónica Industrial

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN
CONTROL ADAPTATIVO PARA OBTENER
ZVS EN UN CONVERTIDOR TRIFÁSICO DE
PUENTE ACTIVO PARA APLICACIONES DE
VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

Autor: José María Molina García

Director: Óscar García Suarez

Marzo, 2011



Proyecto Fin de Máster



La aventura de la investigación hace un alto en el camino, tal que nadador que respira entre brazadas, o caminante hacia Santiago.

Pararemos toda la noche.

Qué sabio es dormir para reflexionar.

Y al reflexionar descubrir como dijo un día, un perdido,
“amigo, todo va a salir bien”.

La aventura continúa....

Índice

1. Introducción.....	9
1.1. Origen y objetivos del proyecto	11
1.2. Organización del documento.....	11
2. Estado del arte. Técnicas de Conmutación Suave	13
2.1. Técnicas de conmutación a corriente cero en convertidores PWM.....	13
2.2. Técnicas de conmutación a tensión cero en convertidores PWM.....	14
2.2.1. Convertidor de puente completo con ZVS	16
2.2.2. Convertidor de puente completo con circuito auxiliar de ZVS	17
2.2.3. Convertidor de puente completo con ARCN.....	19
3. Estudio y diseño de un convertidor trifásico con doble puente activo completo	23
3.1. Doble puente activo trifásico; Topología y formas de onda.....	23
3.2. Control de los interruptores.....	24
3.3. Formas de onda	25
3.4. Modelo del convertidor	28
3.5. Particularización del diseño.....	29
3.5.1. Diseño del transformador.....	30
3.5.2. Estudio de los semiconductores principales.....	31
3.5.3. ZVS para el convertidor sin ARCN.....	32
3.5.1. Simulación.....	34
4. Diseño de la ARCN. Parámetros y Control Adaptativo	37
4.1. Doble puente activo trifásico con ARCN.	37
4.2. Formas de onda ARCN.....	37
4.1. Control Adaptativo de la ARCN.....	40
4.1. Particularización del diseño con ARCN	42
4.1.1. Selección de semiconductores de la ARCN	42
4.1.2. Selección de la bobina ARCN.....	43
4.2. Discretización del control adaptativo.....	43
4.3. Simulación con ARCN	44

4.4.	Pérdidas del convertidor sin ARCN	46
4.4.1.	Pérdidas semiconductores	46
4.5.	Pérdidas del convertidor con ARCN.....	47
4.5.1.	Pérdidas semiconductores principales	47
4.5.2.	Pérdidas en la bobina de la ARCN	48
4.5.1.	Pérdidas en los semiconductores de la ARCN.....	51
4.5.2.	Resumen de pérdidas con ARCN	53
4.5.3.	Incremento de las pérdidas al discretizar en el circuito de la ARCN	53
4.6.	Comparación de las pérdidas en el circuito con ARCN y sin ARCN.....	54
4.7.	Control mediante FPGA	55
5.	Diseño del prototipo	59
5.1.	Consideraciones en el diseño	59
5.2.	Selección de componentes	60
5.2.1.	Semiconductores principales.....	61
5.2.2.	Bobinas ARCN	61
5.2.3.	Drivers	61
5.2.4.	Condensadores	61
5.3.	Diseño del transformador	62
5.4.	Consideraciones sobre los semiconductores de la ARCN.....	63
6.	Resultados experimentales.....	65
6.1.	Ensayo 1	67
6.2.	Ensayo 2.....	69
6.3.	Ensayo 3.....	70
6.4.	Resumen.....	72
7.	Conclusiones y líneas futuras	75
8.	Referencias.	77
9.	Anexo 1: Hoja de cálculo de Mathcad.....	79
10.	Índice de Figuras.....	91
11.	Índice de Tablas.....	93

1. Introducción

El primer Vehículo Eléctrico (VE) proviene de la década de los años 30 del siglo XIX, de mano del escocés *Robert Anderson*. Por aquel entonces, incluso antes de la existencia del motor de combustión de *cuatro tiempos*, o el *diesel*, se empezaron a diseñar algunos vehículos puramente eléctricos, pero la introducción del arranque eléctrico en los vehículos de combustión, y la creación de cadenas de montaje provocaron la desaparición prácticamente en su totalidad.

Sin embargo, en los últimos años, la concienciación global provocada por las altas emisiones de CO₂ a la atmosfera está forzando la inserción de cambios en los estilos de vida de la sociedad.

La introducción de los VE en la sociedad actual implica la introducción de una serie de cambios en el modelo de industria del automóvil, dando paso a la participación de algunos sectores tecnológicos de modo más activo, como lo son las compañías eléctricas, los fabricantes de baterías, así como diferentes grupos de desarrollo e investigación en electricidad, y por supuesto en electrónica.

A diferencia de los vehículos clásicos, donde los motores de combustión se encargan principalmente de transformar los combustibles fósiles en energía y transportarla directamente hacia el eje de transmisión, en los VE, la energía proveniente de las baterías será transmitida al motor eléctrico a través de convertidores electrónicos. Será en esto último, en los convertidores electrónicos, donde se centrará este trabajo a partir de ahora.

Los convertidores electrónicos que se pueden encontrar tanto en los VE, como en los sistemas de recarga de las baterías de los mismos, pueden ser principalmente de dos tipos, CC-CC, o CC-CA. Ambos casos, proveerán de bidireccionalidad al sistema, permitiendo la regeneración de la energía.

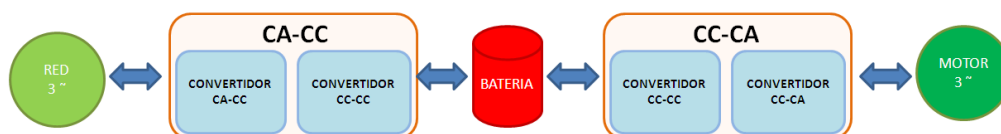


Figura 1. Ejemplo de conexión en un vehículo eléctrico y su conexión a la red.

En la Figura 1 se muestra un ejemplo de un sistema de gestión de la energía entre un vehículo eléctrico, su batería y la red. Como se puede observar en la Figura 1 los convertidores entre la red y batería, y entre la batería y el motor, están formados a su vez por dos etapas, con objeto de adaptar los niveles de tensión y corriente de cada uno de los elementos del sistema.

Los CC-CA, suelen ser los convertidores encargados de transformar la energía disponible en las baterías (corriente continua), en corriente alterna para accionar el motor eléctrico. Los convertidores CA-CC, cuyo funcionamiento es inverso a los comentados anteriormente, suelen encargarse de transformar la energía de la red en corriente continua, usualmente estos convertidores suelen denominarse PFC (Power Factor Correction). Los convertidores de CC-CC, desempeñan la función de adaptar los niveles de potencia en el sistema de gestión de energía. Estos convertidores también se utilizan habitualmente en los vehículos para alimentar todo tipo de sistemas secundarios como iluminación, entretenimiento, etc...

Los convertidores CC-CC que forman parte del sistema de gestión de potencia deben ser bidireccionales, ya que en los sistemas de recarga de baterías desde la red, puede darse el caso de que la misma red demande energía (Vehicle to Grid). Existen dos tipos de recarga de baterías, la recarga lenta, recomendada por los fabricantes de baterías, y la recarga rápida, que se lleva a cabo en situaciones de extrema necesidad de energía. De modo que los convertidores CC-CC, que son los que directamente están en contacto con la batería, deben estar preparados para tratar con un amplio rango de potencia, factor muy a tener en cuenta durante el diseño.

En los CC-CC cargadores de baterías, el rendimiento es un factor muy a tener en cuenta, por lo que la reducción de pérdidas en los mismos, como en cualquier convertidor, da lugar a multitud de estudios.

Una de las fuentes de pérdidas más importantes en este tipo de convertidores son los semiconductores. Los dispositivos semiconductores que formen parte de estos convertidores podrán sufrir grandes estreses, provocados, tanto por los niveles de tensión utilizados, como por las corrientes, de modo que habrá que poner especial atención a las pérdidas en ellos.

Las pérdidas en los semiconductores se clasifican principalmente en: Conducción y Conmutación. Las pérdidas en **conducción** son producidas por la energía que pasa a través de ellos mientras están activados. Mientras que las pérdidas en **conmutación** se producen durante los eventos de activación-desactivación. Para la reducción de estas últimas, existen multitud de estudios. Estos estudios se centran en las denominadas, **Técnicas de conmutación suave**, las cuales ayudan a los interruptores a que esos eventos de activación-desactivación se produzcan en las condiciones más favorables posibles.

Estas técnicas estudian el modo de que cuando se produzca un evento de activación de un semiconductor, la tensión que soporta el mismo sea cero, y que cuando se desactive un semiconductor la corriente que pase a través de él sea cero.

Este documento se centrará en el estudio de las pérdidas en conmutación en los semiconductores. En la Figura 2 se representan dos ejemplos de conmutación suave.

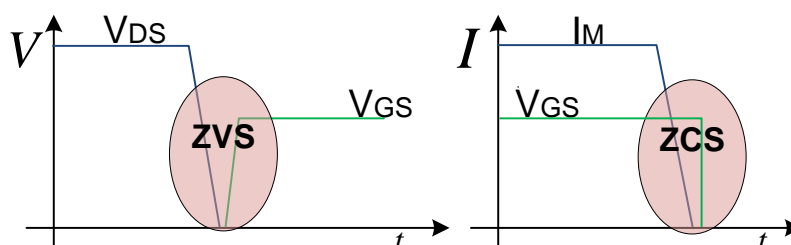


Figura 2. Ejemplo de conmutaciones suaves.

A día de hoy, existen gran cantidad de estudios para reducir las pérdidas en conmutación en convertidores CC-CC, a través de estos estudios se pueden observar multitud de técnicas. Durante el capítulo 2, se realizará un repaso por algunas de las técnicas de conmutación suave más utilizadas para convertidores electrónicos, particularmente en convertidores de altos rangos de potencia.

1.1. Origen y objetivos del proyecto

El presente proyecto aborda el estudio de una nueva técnica de control adaptativa en convertidores de elevada potencia. En este proyecto se estudia una técnica de reducción de pérdidas en las conmutaciones, a través de un circuito auxiliar. La principal aportación de este proyecto es el estudio, diseño e implementación de un control adaptativo que permite reducir las pérdidas ajustándose a las necesidades del convertidor en cada instante, además de reducir el estrés en los semiconductores. Esta técnica se aplica principalmente en convertidores de elevada potencia, por lo que se diseñará un convertidor con valores similares a un convertidor utilizado en el TOYOTA HYBRID II, como cargador de baterías. Este convertidor bidireccional tiene una potencia de hasta 50 kW.

Para la demostración práctica del concepto de dicho control, se construye un convertidor a escala, con características similares al diseñado para 50 kW, solo que para trabajar a estados de carga inferiores a 1,3 kW.

1.2. Organización del documento

En el el segundo capítulo se hace un repaso por algunas de las técnicas de conmutación suave en general, centrándonos al final del capítulo en las técnicas de ZVS (Zero Voltage Switching).

En el tercer capítulo se presenta el diseño del convertidor trifásico de doble puente activo, con red ARCN. En una primera parte del capítulo se estudia el convertidor

sin circuito auxiliar, explicando principalmente el funcionamiento, y los criterios de diseño del convertidor. Se presentan simulaciones del circuito para confirmar los resultados teóricos.

En el capítulo cuarto se estudia la principal aportación de este Trabajo Fin de Master. Se presenta un estudio teórico del funcionamiento y ajuste del circuito auxiliar con el que se consigue tener conmutaciones suaves en los semiconductores. Se repasa este funcionamiento con el circuito completo. Y se explica *“el control adaptativo”*.

En el capítulo quinto se presenta el diseño del prototipo que se construirá con objeto de demostrar los conceptos estudiados previamente.

En los dos últimos capítulos se describen los resultados experimentales obtenidos, y las conclusiones que se obtienen de este estudio.

2. Estado del arte. Técnicas de Conmutación Suave

Actualmente las especificaciones de tamaño, peso, y alto rendimiento en el diseño de convertidores electrónicos o fuentes conmutadas han llevado a los investigadores y diseñadores a buscar técnicas y modos de operación que reduzcan las pérdidas en las conmutaciones bruscas de los mismos. En las aplicaciones de VE, donde los rangos de potencia suelen ser más altos, este tipo de técnicas cobran aún más importancia. Las técnicas de conmutación suave para convertidores PWM (Pulse-Width-Modulated) permiten reducir substancialmente tanto las pérdidas, como el ruido producido por las mismas [1]. Estas técnicas se pueden organizar del siguiente modo:

2.1. Técnicas de conmutación a corriente cero en convertidores PWM

Debido a la continua mejora de los dispositivos semiconductores, y la importancia de la reducción de costes en los diseños, los IGBT cobran más importancia a la hora de tenerlos en cuenta para ciertas aplicaciones. Algunos estudios han concluido, que a la hora de reducir pérdidas en estos dispositivos, la técnica más adecuada es la conmutación a corriente cero [1]. En esta introducción se van a exponer dos métodos para aplicarla.

Primeramente *ZCS-PWM* (Zero Current Switched Pulse Width Modulation). En esta técnica el interruptor principal opera con ZCS, y el diodo rectificador con ZVS [1]. Usualmente incluyen algún elemento auxiliar como en el ejemplo de la Figura 3 [13], que añade un condensador a masa conectado en serie con un interruptor, con el que evacuará la corriente antes de que se produzca el bloqueo del interruptor en cuestión. Como desventaja, comentar que esta técnica produce el incremento del ruido en el convertidor así como oscilaciones, y un incremento de las pérdidas en conducción.

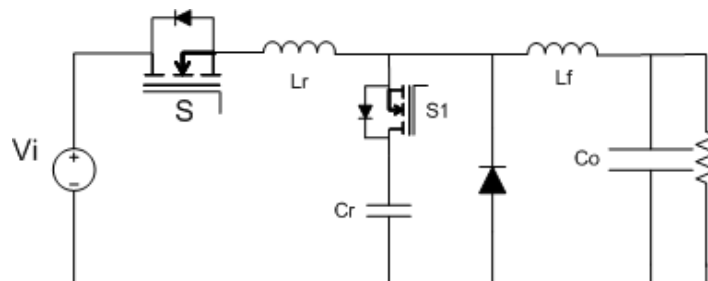


Figura 3. Convertidor reductor ZCS-PWM.

En segundo lugar se presenta *ZCT-PWM* (Zero Current Transition). Esta técnica consiste en añadir un circuito resonante con objeto de desalojar la corriente antes del bloqueo del interruptor, como se aprecia en la Figura 4. Esta técnica, no incrementa las pérdidas en conducción (respecto al circuito inicial), ni aumenta el estrés en los semiconductores. En [14] se estudia detalladamente un ejemplo de esta técnica.

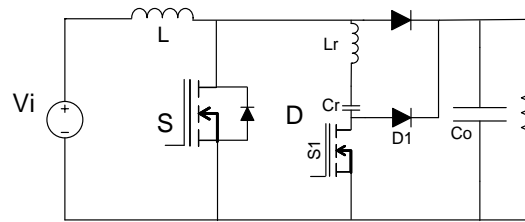


Figura 4. Convertidor elevador ZVT-PWM

2.2. Técnicas de conmutación a tensión cero en convertidores PWM

Numerosos estudios [1] han llegado a la conclusión, de que en convertidores que trabajen con frecuencias altas, donde los semiconductores utilizados sean de tipo MOSFET la técnica que mejor se ajusta a la reducción de pérdidas es la técnica de conmutación a tensión cero. Dentro de esta técnica existen algunas variantes, adecuadas para cada tipo de convertidor.

En primer lugar *ZVS-QRC* (Zero Voltage Switching Quasi Resonant Converters). Esta técnica es la utilizada en convertidores donde una bobina resonante en el convertidor, es utilizada para conseguir ZVS, en la Figura 5 se observa un ejemplo [8],[9]. Esta técnica es adecuada en convertidores donde se requiere tener bidireccionalidad, ya que todos los interruptores tendrán ZVS. El inconveniente de este método es que al apagarse, los interruptores sufren una sobrecorriente que aumentará las pérdidas en conmutación.

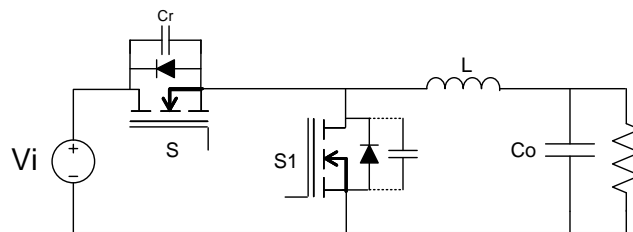


Figura 5. Convertidor reductor ZVS-QRC.

Una segunda técnica es **ZVS-PWM**. Este método es una mezcla entre los convertidores PWM, y ZVS-QRC, ya que en esta técnica se suele añadir un interruptor auxiliar para controlar la energía en la bobina resonante. Un ejemplo de esta técnica se puede encontrar en la Figura 6 [10]. Mediante esta técnica se reducen las corrientes circulantes que se podían encontrar en los ZVS-QRC. Un convertidor muy conocido (y que será ampliamente comentado posteriormente) que utiliza esta técnica es el puente completo con ZVS (FB ZVS PWM) [2]. Este convertidor no necesita de un interruptor auxiliar ya que al operar bajo desplazamiento de fase, la corriente de la bobina resonante puede circular tanto por los interruptores del lado alto, como por los del lado bajo [11], facilitando la operación de ZVS.

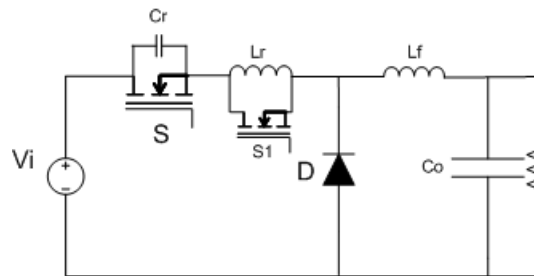


Figura 6. Convertidor reductor ZVS-PWM

Por último se comentará la técnica **ZVT** (Zero Voltage Transition). Las técnicas comentadas anteriormente tienen algunos inconvenientes, como los rangos limitados para la consecución de ZVS, corrientes circulantes, o sobrecorrientes que aumentan las pérdidas de conducción. Mediante este método se añade una red resonante con una bobina conectada a masa a través de un interruptor auxiliar, como se observa en la Figura 7. Con esta red se consigue una resonancia que permite conmutar a tensión cero, o incluso a corriente cero. Un ejemplo detallado de esta técnica se puede estudiar en [12].

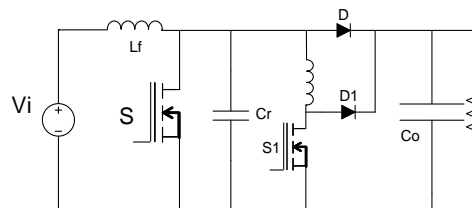


Figura 7. Convertidor elevador ZVT-PWM

Tras hacer un repaso general por las técnicas de conmutación suave, en los siguientes apartados nos centraremos concretamente en técnicas de conmutación suave a tensión cero, sobretudo en técnicas de ZVS-PWM, ya que en este proyecto el convertidor estudiado pertenece a este grupo.

2.2.1. Convertidor de puente completo con ZVS

La topología en puente completo es una configuración clásica en aplicaciones de elevada potencia y tensión. Cuando estos convertidores trabajan a altas frecuencias de conmutación, el estrés en los semiconductores produce un aumento significativo de las pérdidas. Por lo tanto, la aplicación de técnicas ZVS para la reducción de pérdidas en los semiconductores de estos convertidores será de vital importancia a la hora de obtener un buen rendimiento.

El convertidor de la Figura 8 [2-3] dispone de un modo de operación principal que le permite activar los interruptores principales bajo tensión cero. Los interruptores siguen una secuencia de activación de modo que se activan simultáneamente los interruptores de una misma diagonal. Mediante el desfase entre las dos ramas se controla el ciclo de trabajo, y por lo tanto la potencia suministrada a la carga.

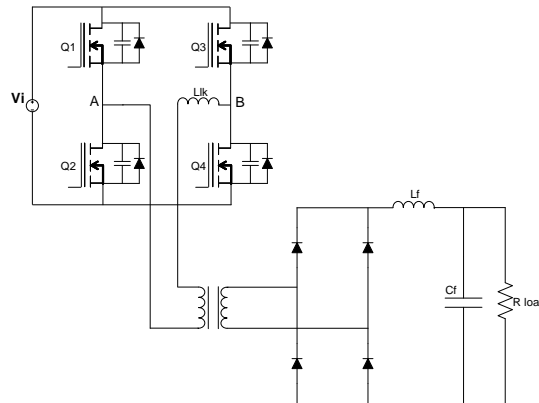


Figura 8. Convertidor de puente completo.

La consecución de ZVS en sus interruptores se explica con detalle en [2]. A continuación se procede a hacer un breve resumen de su funcionamiento.

En la Figura 9.a aparece el circuito equivalente durante el estado de encontrarse Q1 y Q4 conduciendo. Así mismo, el condensador parásito de Q4 está cargado a la tensión de entrada. En la Figura 9.b aparece el circuito equivalente para el siguiente estado, en el que Q1 se ha bloqueado, por lo que la rama Q1-Q2, se encuentra en el tiempo muerto. En este instante la corriente por la inductancia de dispersión fuerza la descarga del condensador parásito de Q2, y la carga del condensador parásito de Q1. De este modo, el interruptor Q2 podrá dispararse bajo condiciones de ZVS.

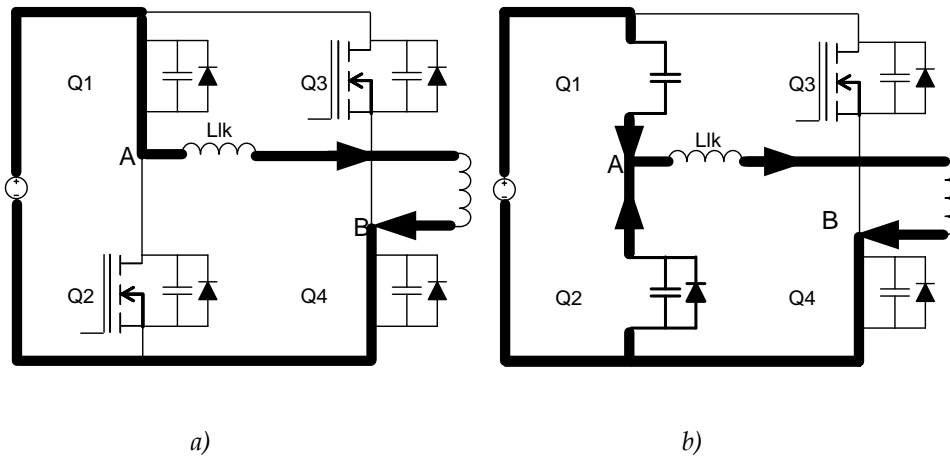


Figura 9. Circuitos equivalentes en los estados de la conmutación bajo condiciones de ZVS.

Se identifican tres parámetros fundamentales en el diseño, para la obtención de ZVS. Los dos primeros serán la inductancia de dispersión del transformador, y la capacidad parásita de los interruptores. El balance energético entre ambas determinará si los interruptores conmutan con ZVS.

El tercer punto crítico será el tiempo muerto entre los disparos de los interruptores de una misma rama. Si este tiempo es demasiado pequeño, la operación de transferencia de energía entre condensadores parásitos y la inductancia de dispersión no se completará y el disparo del siguiente interruptor no se realizará bajo condiciones de tensión cero.

Las conclusiones sobre esta técnica de ZVS son que nos permite tener ZVS en los semiconductores sin la necesidad de añadir ningún circuito extra, y por lo tanto sin añadir pérdidas adicionales. Como inconveniente, decir que esta técnica solo permite tener ZVS en un rango limitado de carga, de modo, que para bajos valores de carga no conmuta bajo condiciones de ZVS y que en los casos en los que la inductancia de dispersión sea muy alta es posible que se necesite incluir un circuito de enclavamiento de la tensión para proteger los dispositivos [6]. En [3] el autor muestra un estudio sobre el cálculo de los parámetros para obtener ZVS en un rango determinado de carga del convertidor.

2.2.2. Convertidor de puente completo con circuito auxiliar de ZVS

Esta topología es una variante del puente completo que incluye un circuito auxiliar pasivo. El objetivo de este circuito es conseguir ZVS durante un rango de carga más amplio que el convertidor de puente completo tradicional.

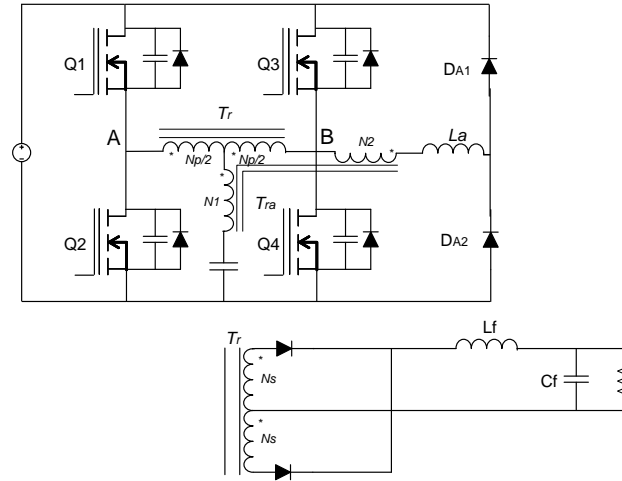


Figura 10. Circuito convertidor puente completo con circuito auxiliar pasivo

En la Figura 10 se observa el circuito en cuestión. El funcionamiento de este circuito se detalla en [7]. A continuación se hace un breve resumen.

Este convertidor difiere del puente completo tradicional, en la introducción de dos diodos (DA1 y DA2) conectados al resto del circuito a través de un inductor en serie con un transformador. Este transformador tiene un devanado (N_2) en serie con esta inductancia y el otro (N_1) conectado de la toma media del transformador principal a masa, a través de un condensador.

En el caso del puente completo se pretende conseguir ZVS utilizando la energía almacenada en la inductancia de dispersión del transformador. En este caso, el funcionamiento es similar al puente completo, con la diferencia de que se provee al sistema de energía extra, proporcionada por otra bobina (L_a). Para suministrar energía a esta bobina L_a , el transformador conectado a la toma media suministra una corriente suficiente a L_a , para que cuando se produzca el tiempo muerto entre los disparos de una rama, las capacidades parásitas de los interruptores principales puedan ser descargadas.

Cuando el interruptor Q1 se bloquea, la tensión en A, empieza a decrementarse, y al mismo tiempo la tensión en el devanado auxiliar T_{ra} comienza a aumentar hasta llegar a $V_{in}/2$.

DA2 empieza a conducir, permitiendo que aparezca una corriente lineal por L_a . Esta corriente, junto con la corriente por el transformador forzará la descarga del condensador parásito de Q3, consiguiendo ZVS.

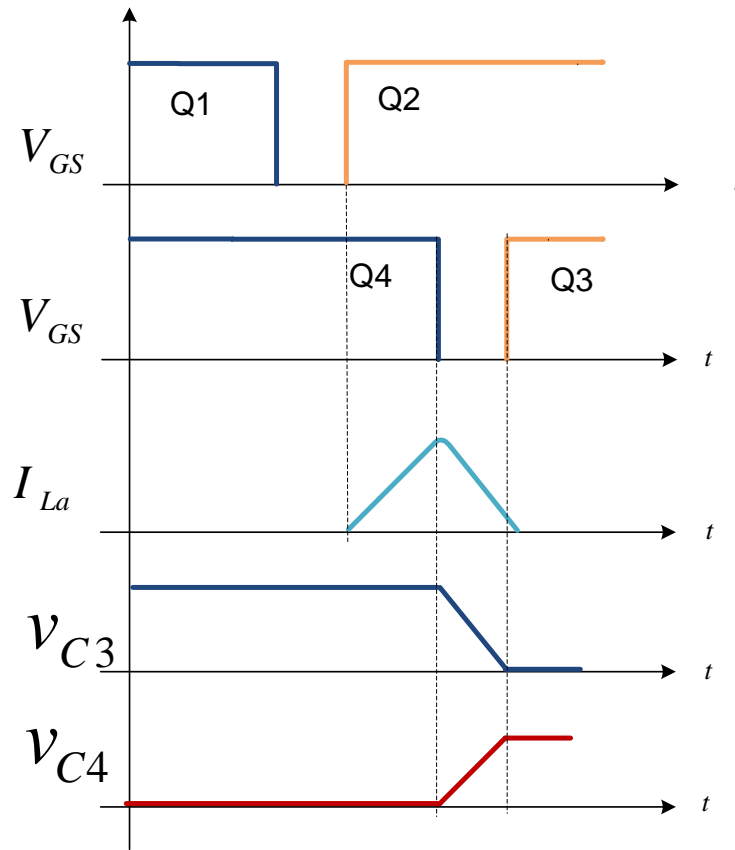


Figura 11. Formas de onda para el convertidor de puente completo con circuito auxiliar.

Esta topología con circuito auxiliar permite aumentar el rango de carga donde conseguir ZVS, frente al convertidor de puente completo tradicional. Pero tiene algunos inconvenientes, como el aumento de pérdidas en los elementos del circuito auxiliar, y la complejidad en el diseño.

2.2.3. Convertidor de puente completo con ARCN

Esta topología está basada en el tradicional puente completo, pero incluyendo una red auxiliar [4],[5], conocida por el nombre de ARCN (Auxiliary Resonant Commutating Network). Mediante este circuito auxiliar, esta topología pretende ampliar el rango de carga donde conseguir ZVS. En [4] se explican con detalle los distintos modos de operación. A continuación se describe el modo de operación de esta técnica de ZVS, así como algunos de los conceptos teóricos que engloba.

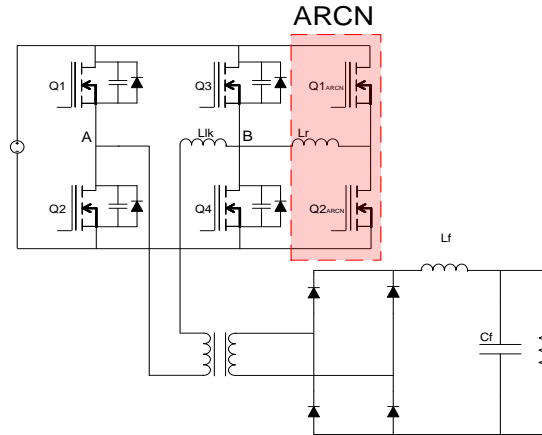


Figura 12. Convertidor de puente completo con una red ARC

Como se puede observar en la Figura 12, la red ARC propuesta consiste en una rama de dos interruptores, conectados a través de una bobina a la rama donde se desee conseguir ZVS. El modo de operación está basado en la descarga de los condensadores parásitos de los interruptores por medio de la bobina de la ARC.

Para descargar los condensadores parásitos antes de que el interruptor pertinente sea activado, el circuito auxiliar debe ser capaz de compensar la carencia de energía almacenada en la inductancia de dispersión para lograr ZVS. En la inecuación

(1) se puede observar que para lograr ZVS, será imprescindible que la energía en las inductancias supere a la energía almacenada en los condensadores.

$$E_c < E_{lk} + E_{lr} \quad (1)$$

Este balance de energías está directamente relacionado con el estado de carga, ya que la energía en la inductancia de dispersión depende de la corriente en la salida.

A continuación se describirán los diferentes intervalos del modo de operación de la ARC para conseguir ZVS. En la Figura 13 se representan las formas de onda durante dicha operación.

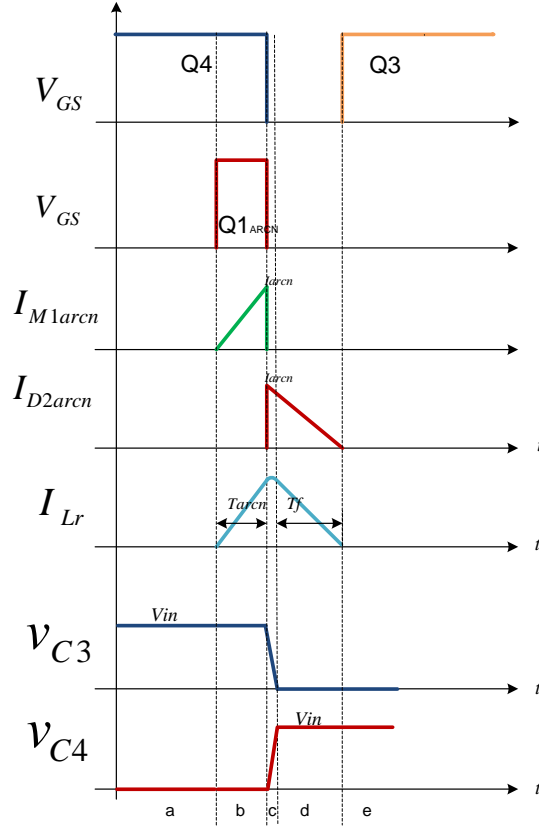


Figura 13. Modo de operación del circuito ARC en el convertidor de puente completo.

En la Figura 14.a se puede observar que los interruptores principales Q2 y Q4 se encuentran conduciendo y el condensador parásito de Q3 se encuentra cargado a la tensión de entrada. Mientras tanto, el circuito de la ARC está desactivado.

En la Figura 14.b se aprecia cómo se activa el interruptor Q1arcn, de modo que aparece una corriente por la bobina L_r , de valor:

$$I_{Lr} = \left(\frac{V_{in}}{L_r}\right) T_{arcn} \quad (2)$$

En la Figura 14.c se observa que ya se han bloqueado tanto Q4, como Q1arcn. Esto obliga a conducir al diodo parásito de Q2arcn. En este intervalo se descarga C_{Q3} y se carga C_{Q4} . Las inductancias L_r y L_{lk} resuenan con las capacidades parásitas hasta que la tensión en C_{Q3} llegue a cero y en C_{Q4} alcance el valor de la tensión de entrada.

En la Figura 14.d se observa como C_{Q4} ya ha alcanzado el valor de tensión de entrada y el flujo de corriente por los condensadores desaparece. Sin embargo, el flujo de corriente que descarga la inductancia L_r se mantiene a través del diodo D3, y el

diodo D2arcn llegando a anularse antes de que se produzca el disparo con ZVS de Q3.

En la Figura 14.e se aprecia que Q3 ya está conduciendo y que la corriente por la rama auxiliar ha desaparecido.

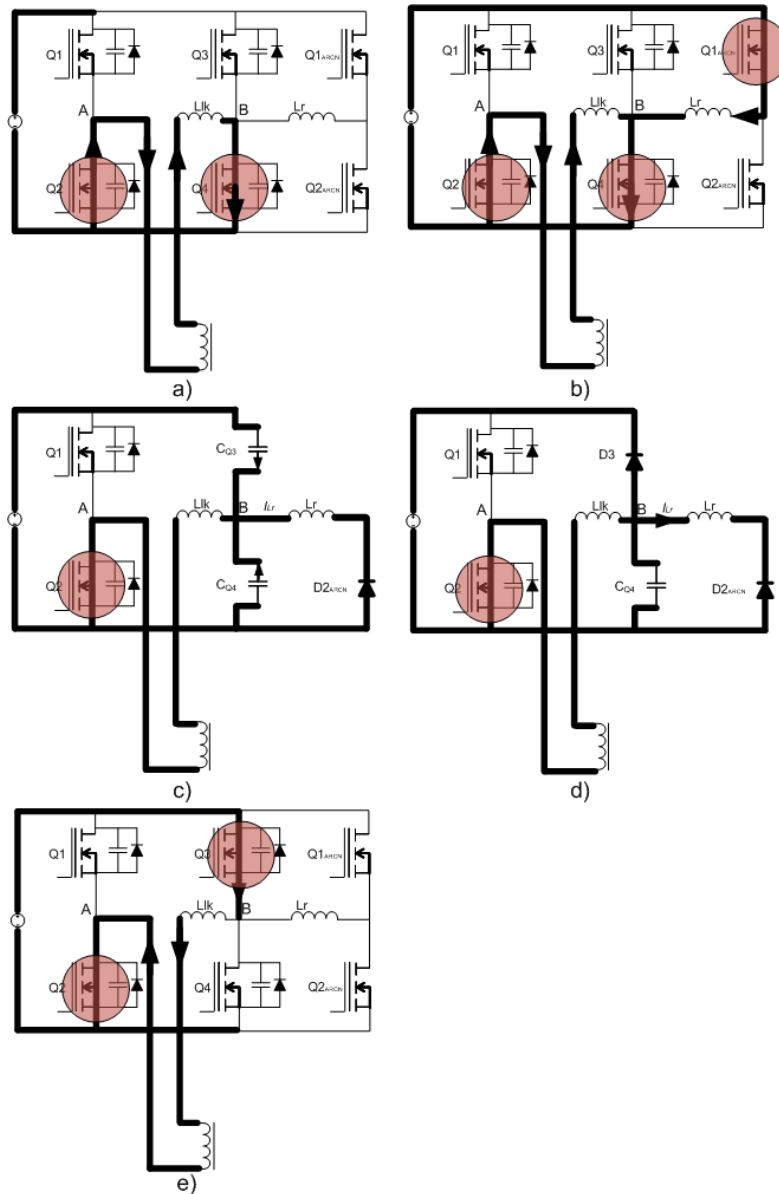


Figura 14. Circuitos equivalentes durante el modo de operación.

3. Estudio y diseño de un convertidor trifásico con doble puente activo completo

En aplicaciones de Vehículos Eléctricos, los sistemas de conversión de energía suelen requerir de topologías bidireccionales. En este tipo de aplicaciones, donde los rangos de potencia son altos, algunos estudios [15] determinan que las topologías más comunes son las de *dobles puentes activos*. Estas topologías están basadas en la conexión de dos etapas inversoras (CC-CA) enfrentando sus lados de CA. La conexión de estas etapas se realiza a través de un elemento de CA, en este caso, un transformador.

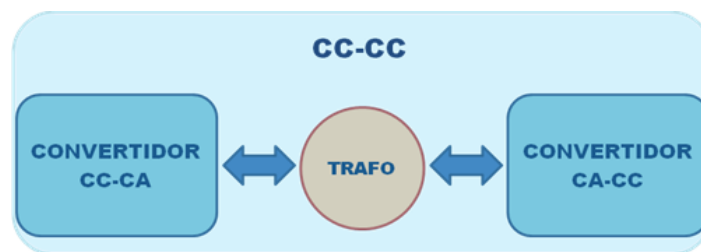


Figura 15. Esquema convertidor de doble puente activo.

Dentro de los *dobles puentes activos* existen diferentes topologías. En este proyecto se estudiará la topología del doble puente activo trifásico. Esta configuración presenta algunas ventajas respecto a su modalidad monofásica, como la reducción de pérdidas en conducción [15], la reducción del rizado de las corrientes en la salida, o la reducción de la potencia aparente.

En este capítulo se presenta el análisis del convertidor trifásico bidireccional de doble puente activo. En primer lugar se estudiará la topología y las formas de onda del mismo trabajando en modo reductor. Posteriormente se estudiará el modelo del convertidor y la particularización del diseño de un convertidor de 50 kW.

3.1. Doble puente activo trifásico; Topología y formas de onda

El convertidor bidireccional trifásico de doble puente activo está formado por dos etapas inversoras conectadas como se aprecia en la Figura 16 operando en modo de seis escalones controlando la energía a través del desfase entre ambas [16]. Los disparos de los interruptores en cada fase se comportan igual que en el convertidor monofásico, solo que entre cada una de las fases existe un desfase de 120° .

El vínculo CA entre las etapas inversoras es un transformador en configuración Y-Y trifásico. Al ser simétrico permite que se utilicen las inductancias de dispersión como elementos de transferencia de energía.

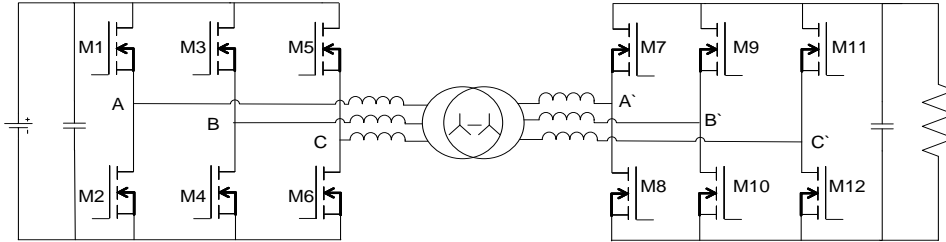


Figura 16. Convertidor bidireccional trifásico de doble puente activo.

El objeto de este proyecto no es el estudio detallado de esta topología, de modo que el análisis que aquí se presenta tomará algunos parámetros como predeterminados, el estudio detallado de esta topología se puede encontrar en [16].

En los siguientes apartados se estudiará el control de los disparos en los interruptores, formas de onda, y el modelo equivalente.

3.2. Control de los interruptores

Cada una de las etapas inversoras está formada por seis interruptores divididos en tres fases, y un condensador a la entrada/salida. La activación de los interruptores se desarrollará como se observa en Figura 17. Manteniendo un desfase de 120° (o $T/3$) entre fases, y un desfase ϕ entre las dos etapas.

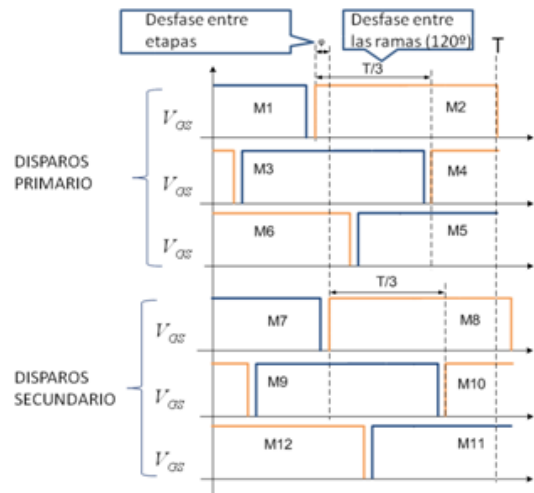


Figura 17. Disparos del convertidor

Este modo de activar los interruptores, permitirá obtener una tensión (de línea) en el transformador como la que se aprecia en la Figura 18. Cada una de las etapas aplicará esta misma forma de onda a la inductancia. Siendo el desfase el que controlará la potencia entregada a la carga.

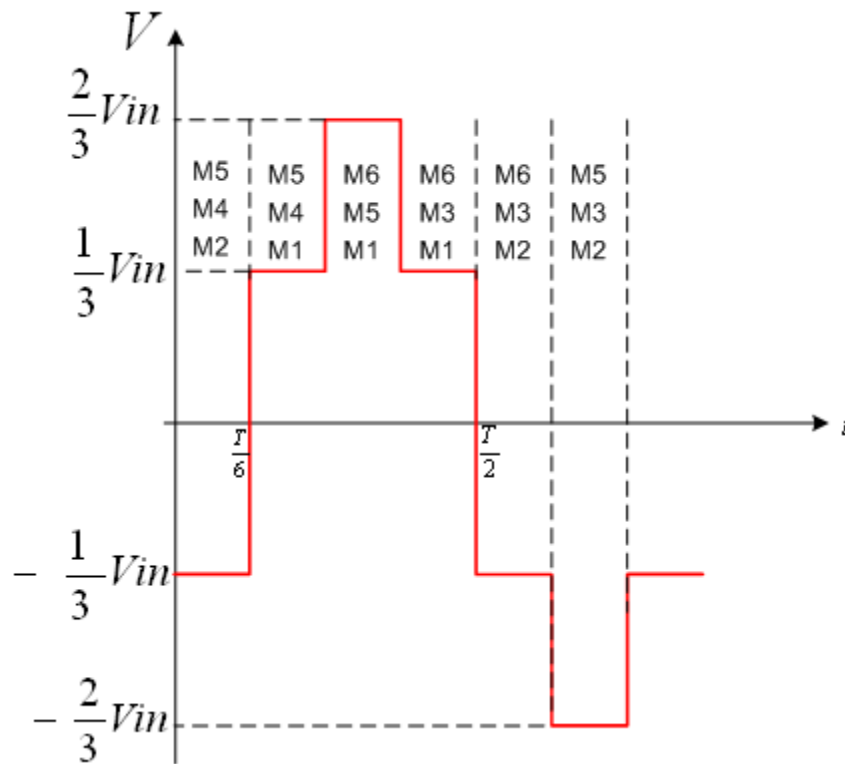


Figura 18. Tensión en el transformador

3.3. Formas de onda

En la Figura 19 se presentan las formas de onda de las tensiones en el transformador, tanto en primario (V_a) como en secundario (V_a'), para un desfase ϕ . También se representan las corrientes por el transformador, por uno de los interruptores principales, y por el diodo parásito del mismo interruptor.

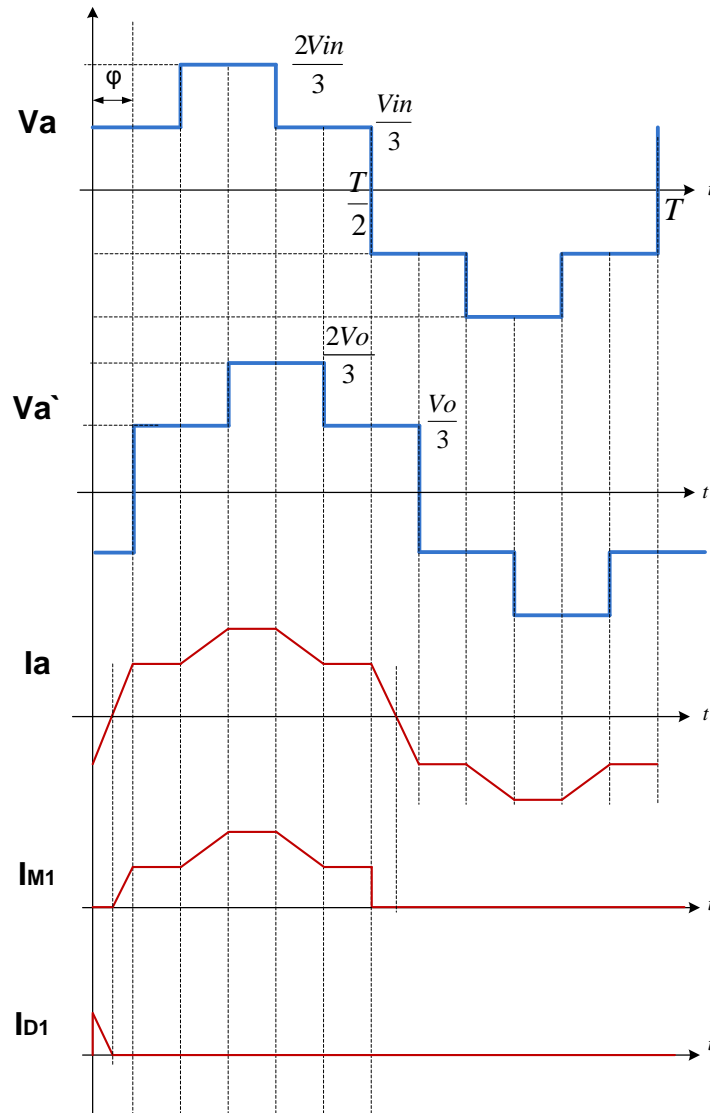


Figura 19. Formas de onda.

A continuación se pasa a detallar el valor de la corriente por los interruptores.

Para $0 \leq t \leq t_o$

$$I_M(t) = 0 \quad (3)$$

$$\text{Para } t_o \leq t \leq \frac{\alpha T}{360}$$

$$I_M(t) = \frac{V_{in}(1+d)(t-t_o)}{3 Llk} \quad (4)$$

$$\text{Para } \frac{\alpha T}{360} \leq t \leq \frac{T}{6}$$

$$I_M(t) = I_M\left(\frac{\alpha T}{360}\right) + \frac{V_{in}(1-d)\left(t-\frac{\alpha T}{360}\right)}{3 Llk} \quad (5)$$

$$\text{Para } \frac{T}{6} \leq t \leq \frac{T}{6} + \frac{\alpha T}{360}$$

$$I_M(t) = I_M\left(\frac{T}{6}\right) + \frac{V_{in}(2-d)\left(t-\frac{T}{6}\right)}{3 Llk} \quad (6)$$

$$\text{Para } \frac{T}{6} + \frac{\alpha T}{360} \leq t \leq \frac{T}{3}$$

$$I_M(t) = I_M\left(\frac{T}{6} + \frac{\alpha T}{360}\right) + \frac{V_{in}(2-2d)\left(t-\frac{T}{6}-\frac{\alpha T}{360}\right)}{3 Llk} \quad (7)$$

$$\text{Para } \frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{3} + \frac{\alpha T}{360}$$

$$I_M(t) = I_M\left(\frac{T}{3}\right) + \frac{V_{in}(1-2d)\left(t-\frac{T}{3}\right)}{3 Llk} \quad (8)$$

$$\text{Para } \frac{T}{3} + \frac{\alpha T}{360} \leq t \leq \frac{T}{2}$$

$$I_M(t) = I_M\left(\frac{T}{3} + \frac{\alpha T}{360}\right) + \frac{V_{in}(1-d)\left(t-\frac{T}{3}-\frac{\alpha T}{360}\right)}{3 Llk} \quad (9)$$

Siendo α el ángulo de desfase, T el periodo, y d la ganancia en continua del convertidor.

3.4. Modelo del convertidor

Este convertidor puede modelarse como dos fuentes de CA conectadas a los extremos de una bobina, como se muestra en la Figura 20. Para simplificar este análisis las ondas cuadradas de las fuentes de tensión, son sustituidas por sus componentes fundamentales, y la bobina sería la inductancia de dispersión del transformador. El desfase entre ambas fuentes, modulará la cantidad de energía transferida.

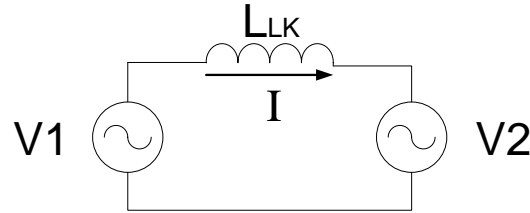


Figura 20. Modelo del convertidor

En un modelo ideal, donde las fuentes de tensión no fueran dependientes entre ellas, la transferencia de potencia a través de la inductancia L_{lk} se podría modelar con la ecuación (10), siendo α el ángulo de desfase.

$$P = \frac{V1 V2 \sin(\alpha)}{\omega L} \quad (10)$$

Esta ecuación nos puede servir para calcular la potencia que entrega a la carga el convertidor si se consideran ambas fuentes ideales.

A continuación se analiza más profundamente el modelo de este convertidor.

El generador **V1** corresponderá con el modelo de una batería, por lo que podrá ser modelado como una fuente ideal.

Sin embargo, en este diseño **V2** será la carga, por lo que no podrá ser considerado como una fuente ideal que mantiene el nivel de tensión constante. En el diseño que será presentado en este proyecto, en lugar de una fuente habrá una carga de tipo resistivo, con el valor adecuado para obtener una ganancia en continua de valor 1 ($d=1$).

El autor Rik W.A.A. De Doncker en [16] presenta las ecuaciones (Figura 21) con las que calcular la potencia de este convertidor teniendo en cuenta todos estos parámetros.

$$Po(\alpha) := \begin{cases} Vin^2 \cdot d \cdot \left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right) \cdot \frac{\left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360}}{2 \cdot \pi} \right)}{Llkw} & \text{if } \alpha < 60 \\ Vin^2 \cdot d \cdot \frac{\left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right) \cdot \left[\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} - \frac{\left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right)^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right]}{Llkw} & \text{if } \alpha \geq 60 \end{cases}$$

Figura 21. Ecuaciones para el cálculo de la potencia de salida.

3.5. Particularización del diseño

Para validar esta topología se realiza un diseño siguiendo unas especificaciones típicas en Vehículos Eléctricos, basando las especificaciones en las que se manejan en el convertidor diseñado para cargar la batería del TOYOTA HYBRID II [17]. Estas especificaciones se presentan en la Tabla 1.

ESPECIFICACIONES DE DISEÑO	
Vin	500 V
Vo	250 V
P	50 kW
Fc	40 kHz
Rizado Vo	2 % (5V)

Tabla 1. Especificaciones de diseño.

A partir de estos valores, se obtiene la gráfica de la Figura 22, que representa la evolución de la potencia en función del ángulo de desfase. Para su obtención en el ANEXO 1 se incluye una hoja de cálculo.

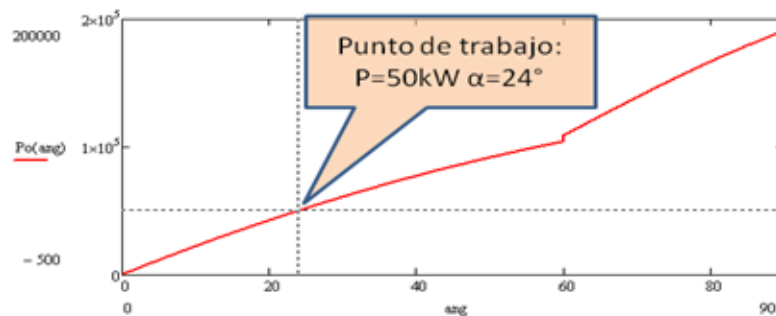


Figura 22. Evolución de la potencia en función del ángulo de desfase

Como se aprecia en la Figura 22, se ha seleccionado el punto de trabajo nominal para una potencia de 50 kW, lo que equivale a un desfase de 24°.

En este capítulo se pretende estudiar la topología del doble puente activo trifásico, así como presentar un diseño específico y simularlo. Sin embargo no se presentará un estudio detallado de pérdidas, ya que no es objeto de este Trabajo Fin de Máster la implementación de éste. Para una información más completa, acceder a la hoja incluida en el ANEXO 1.

3.5.1. Diseño del transformador

Para diseñar el transformador se recurrirá a la herramienta “**PExprt**”, la cual ha sido desarrollada en el CEL, y es distribuida comercialmente por ANSOFT Corporation. Esta herramienta cuenta con un apartado que permite diseñar componentes magnéticos de los convertidores de potencia más conocidos, o a partir de formas de onda. Esta aplicación te ofrece una serie de resultados, con distintos tipos de núcleo, número de vueltas, además de pérdidas o valores de temperatura de funcionamiento. De estos resultados se puede escoger la mejor opción en cada caso.

En primer lugar calcularemos la relación de transformación que se le impondrá al transformador. Como ya se ha comentado en el apartado anterior, la ganancia en continua será 1, por lo que;

$$n_{TR} \leq \frac{V_{IN}}{V_O} = \frac{500}{250} = 2 \quad (11)$$

Si se introducen los parámetros para este convertidor en el programa Pxpert se obtienen los resultados presentados en la Tabla 2, para un núcleo P66/56 de FERROXCUBE, y con un grosor de cable de 2.73 mm.

DEVANADO	FASE I	FASE II	FASE III
1º	8 con 2 paralelos	8 con 2 paralelos	8 con 2 paralelos
2º	4 con 4 paralelos	4 con 4 paralelos	4 con 4 paralelos
	COLUMNA EXT.	COLUMNA INT.	COLUMNA EXT.

Tabla 2. Devanados del transformador.

EL transformador será uno de los componentes que mayor porcentaje de pérdidas incluirá en el diseño. Según los resultados de la simulación de PExprt, en este diseño, rondarán los 250 W de pérdidas.

3.5.2. Estudio de los semiconductores principales

Los semiconductores que se utilicen serán causa de la mayoría de las pérdidas de este convertidor. Esta decisión también influirá en otros factores aparte de las pérdidas, como en la capacidad de obtener ZVS en el convertidor. Para la selección del mismo, se debe tener en cuenta la naturaleza de la corriente que pasará a través del mismo (valor eficaz, y valor de pico). También se deberá tener en cuenta el valor de la tensión que soportará, así como la potencia que deberá ser capaz de disipar. Como primera decisión, se decidirá la tecnología a utilizar. Para convertidores de elevada potencia se suelen barajar dos opciones, MOSFET, o IGBT. Para ello se evalúan las pérdidas de cada uno de ellos, en el rango de potencia que se pretende trabajar, obteniendo el resultado de la Figura 23.

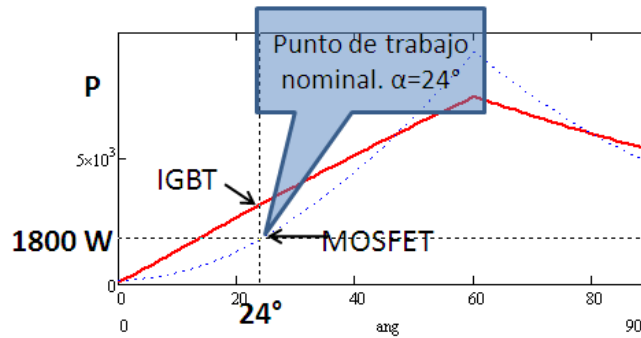


Figura 23. Comparativa pérdidas totales en semiconductores IGBT Vs MOSFET.

Frente a los resultados obtenidos el semiconductor que se utilizará será de tecnología MOSFET. Se estudia mejorar el rendimiento colocando varios MOSFET en paralelo.

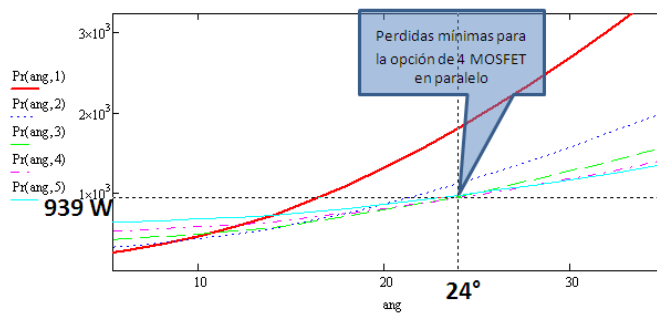


Figura 24. Estudio de pérdidas con MOSFET en paralelo

El estudio da como resultado la gráfica de la Figura 24. Como se observa en la misma, la mejor solución se presenta en la colocación de 4 MOSFET en paralelo. Donde las pérdidas totales en los semiconductores rondan el kilovatio.

Una vez realizado este estudio, y tras realizar una comparativa entre varios candidatos, se llega a la conclusión de que el interruptor más adecuado para este convertidor, es el SPW52N50C3 para el lado de alta tensión, y IXFX 120N25P para el lado de baja

3.5.3. ZVS para el convertidor sin ARCN

El convertidor trifásico de doble puente activo completo, es una topología en la que se puede conseguir ZVS utilizando la misma técnica que se comentó en el apartado 2.2.2 del capítulo 2, y desarrollada en [2].

Si se analiza este caso, cada una de las ramas trifásicas conectadas mediante una inductancia de dispersión al transformador, es similar al caso del doble puente activo monofásico. De modo que se deducen las siguientes ecuaciones:

$$E_c = \frac{1}{2} V^2 C_{equ} \quad (12)$$

$$C_{equ} = 2 C_p \quad (13)$$

Siendo C_p la capacidad parásita de cada uno de los interruptores y V la tensión que soportan cada uno de los interruptores, en primario será V_{IN} y en secundario V_o .

$$E_{lk} = \frac{1}{2} I_p^2 L_{lk} \quad (14)$$

Siendo L_{lk} la inductancia de dispersión del transformador, y I_p la corriente eficaz por el transformador.

En el circuito de la Figura 25 aparece representada la operación de intercambio de energía entre los condensadores, forzado por la corriente de la inductancia de dispersión. Este intercambio debe realizarse durante el tiempo muerto, si cuando este tiempo se halla agotado el condensador parásito no ha descargado su energía, el interruptor se activará bajo condiciones de **NO ZVS**.

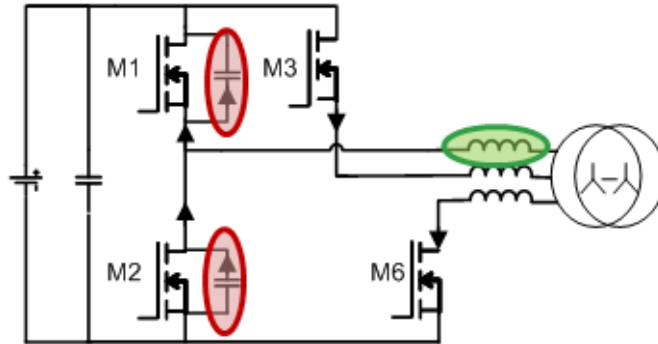


Figura 25. Esquema del circuito durante un intervalo de tiempo muerto.

De modo que para poder disponer de conmutación suave, necesitaremos que se cumpla que la energía en la inductancia de dispersión sea mayor que la almacenada en los condensadores parásitos.

$$E_c < E_{lk} \quad (15)$$

$$I_p = \sqrt{\frac{V_{in}^2 C_p}{L_{lk}}} = \sqrt{\frac{500^2 V 16 nF}{5 \mu H}} = 28,28 \text{ A} \quad (16)$$

Si $I_p > 28,28 \text{ A}$ **ZVS**

Si $I_p < 28,28 \text{ A}$ **NO ZVS**

El valor 28,28 A es el valor límite de la corriente por el transformador para conmutar bajo condiciones de ZVS o no. Este valor equivale a un estado de carga del 55 %, que representa un ángulo de desfase de 13°. En la Figura 26 se representa gráficamente el rango de potencias donde se consigue ZVS. En el ANEXO 1 se encuentra la hoja de cálculo con la que se han obtenido todos estos resultados.

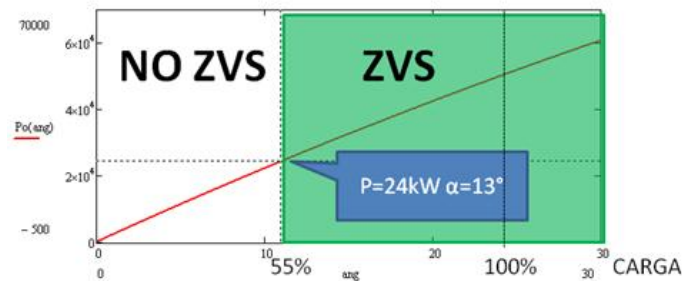


Figura 26. Rango de carga donde se puede conseguir ZVS.

3.5.1. Simulación

Para validar los conceptos teóricos de esta topología, con objeto de diseñar un convertidor para la aplicación propuesta, se procederá a realizar una simulación en Pspice. Los resultados se presentarán a continuación. En la Figura 27 aparece el circuito simulado.

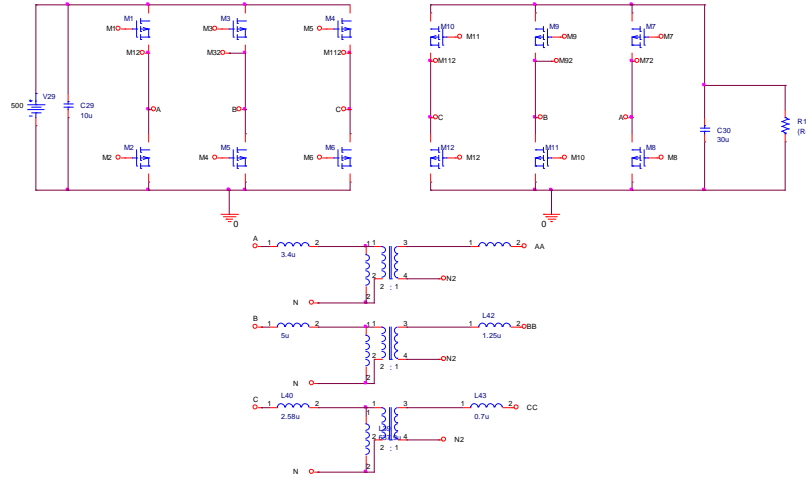


Figura 27. Circuito de Pspice.

En este apartado se presentan algunas de las formas de onda del convertidor que ya se mostraron en el apartado 3.3.

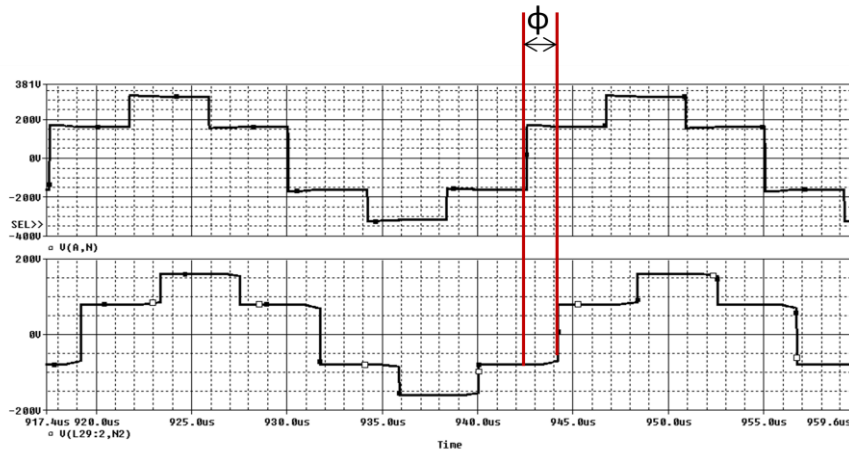


Figura 28. Tensiones en el transformador (de línea) con un desfase de 24° . Arriba primario. Abajo secundario.

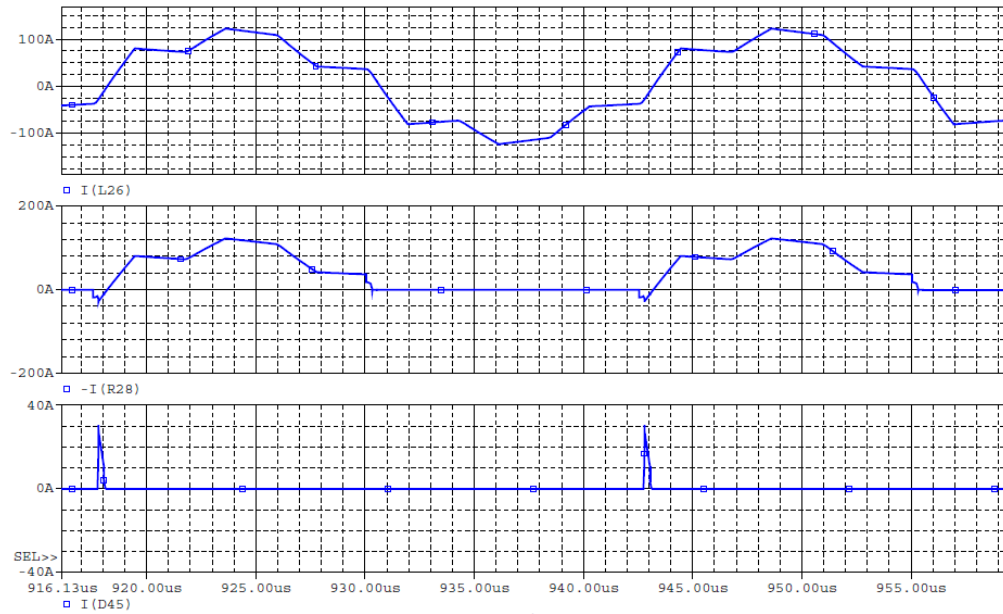


Figura 29. Corriente por el transformador (arriba), corriente por interruptor M1 (medio), corriente por el diodo antiparalelo (abajo).

Como se estudió en el apartado 3.5.1 este convertidor consigue ZVS para condiciones de carga superiores al 55 %. De modo que en la Figura 30 se presenta una tensión drenador-fuente de un MOSFET y su activación para un estado de carga del 100 % (desfase de 24°), equivalente a un valor de carga de 50 kW. Se aprecia que existe ZVS.

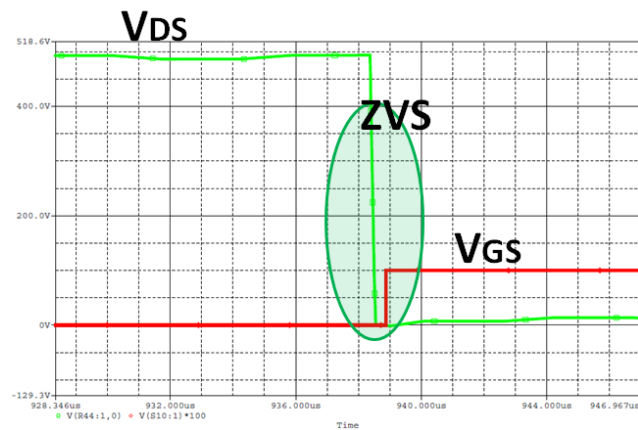


Figura 30. ZVS a 100 % de carga..

En la Figura 31 se aprecia que para un estado de carga inferior al 55 % (desfase de $13,2^\circ$), equivalente a un nivel de potencia de 27,5 kW, no existe ZVS, produciéndose una conmutación brusca.

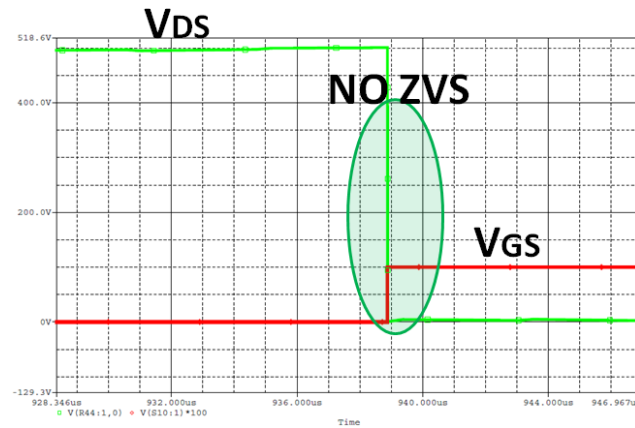


Figura 31. NO ZVS a 45 % de carga.

Los valores obtenidos en esta simulación para las especificaciones del convertidor han sido contrastados con los obtenidos de forma teórica en la hoja de Mathcad, la cual se puede encontrar en el ANEXO 1, obteniendo resultados idénticos.

4. Diseño de la ARCN. Parámetros y Control Adaptativo

Uno de los objetivos principales de este proyecto es el estudio e implementación de una red ARCN en un convertidor trifásico con doble puente activo. La principal aportación de este proyecto es la inclusión del *control adaptativo* a esta red. Por lo que en éste capítulo también se presenta el estudio de este control, y su implementación mediante una FPGA “Spartan 3”, así como un estudio de las modificaciones que la ARCN produce sobre el circuito original.

4.1. Doble puente activo trifásico con ARCN.

Esta topología es una variación de la topología estudiada en el capítulo anterior. A diferencia de la anterior, esta topología dispone de un circuito ARCN en cada fase con el objetivo de obtener ZVS. El circuito se puede encontrar en la Figura 32.

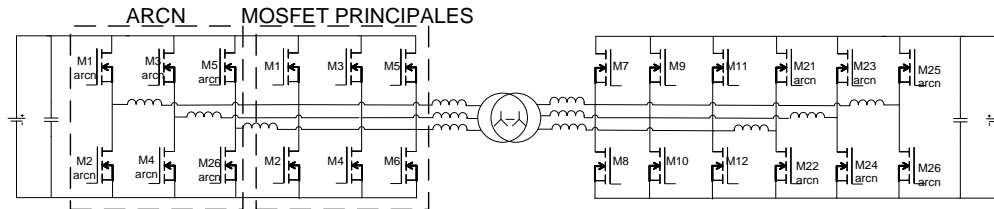


Figura 32. Convertidor trifásico de doble puente activo con ARCN.

Las formas de onda de este convertidor son similares a las del convertidor sin ARCN, con excepciones en algunos valores de corriente. Por ejemplo, durante el intervalo donde actúa la ARCN, se aprecia una variación en la corriente por los semiconductores. En los siguientes apartados se irán estudiando las formas de onda y su influencia sobre las pérdidas.

4.2. Formas de onda ARCN

En este apartado se estudian las formas de onda de las señales a través de la red ARCN, y alguna señal que ha sufrido modificaciones como la corriente por los interruptores principales (I_{MI}). Asumiendo que el funcionamiento de las tres ramas,

es exactamente igual salvo que desfasadas 120° , el análisis se centra en la rama de los interruptores M1 y M2, unida al circuito ARCN formado por L_r y los interruptores M1arcn y M2arcn.

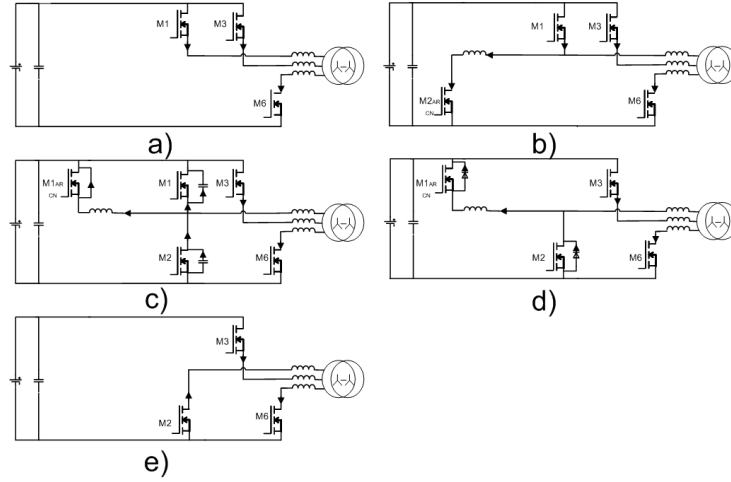


Figura 33. Circuitos equivalentes del convertidor trifásico de puente completo con ARCN.

En la Figura 33.a. se puede observar el estado inicial del convertidor, unos instantes antes de activar la ARCN. Mientras el interruptor M1 está conduciendo, M2 se encuentra en bloqueo y su capacidad parásita se encuentra cargada al valor de la tensión V_{in} .

En la Figura 33.b. se activa el interruptor M2arcn, de modo que aparece una corriente por su bobina L_r . Alcanzando su valor máximo transcurrido T_{arcn} , que coincidirá con el bloqueo del interruptor M1 y M2arcn.

En la Figura 33.c. se observa que se bloquean tanto M1, como M2arcn, obligando a conducir al diodo parásito de M1arcn. En este intervalo se descarga C_2 , del interruptor M2, y se carga C_1 , del interruptor M1. Los inductores L_r y L_{lk} resuenan con las capacidades parásitas, hasta que la tensión en C_2 llegue a 0 V, y en C_1 a V_{in} .

En la Figura 33.d se observa como C_1 ya ha alcanzado el valor de V_{in} y el flujo de corriente desaparece. Sin embargo, el flujo de corriente que descarga la inductancia L_r se mantiene a través del diodo parásito de M2, y el diodo parásito de M1arcn, llegando a anularse antes de que se produzca el disparo a tensión cero de M2.

De este modo en la Figura 33.e se aprecia que M2 está conduciendo y que la corriente por la rama auxiliar ha desaparecido hasta la siguiente conmutación de la rama M1, M2.

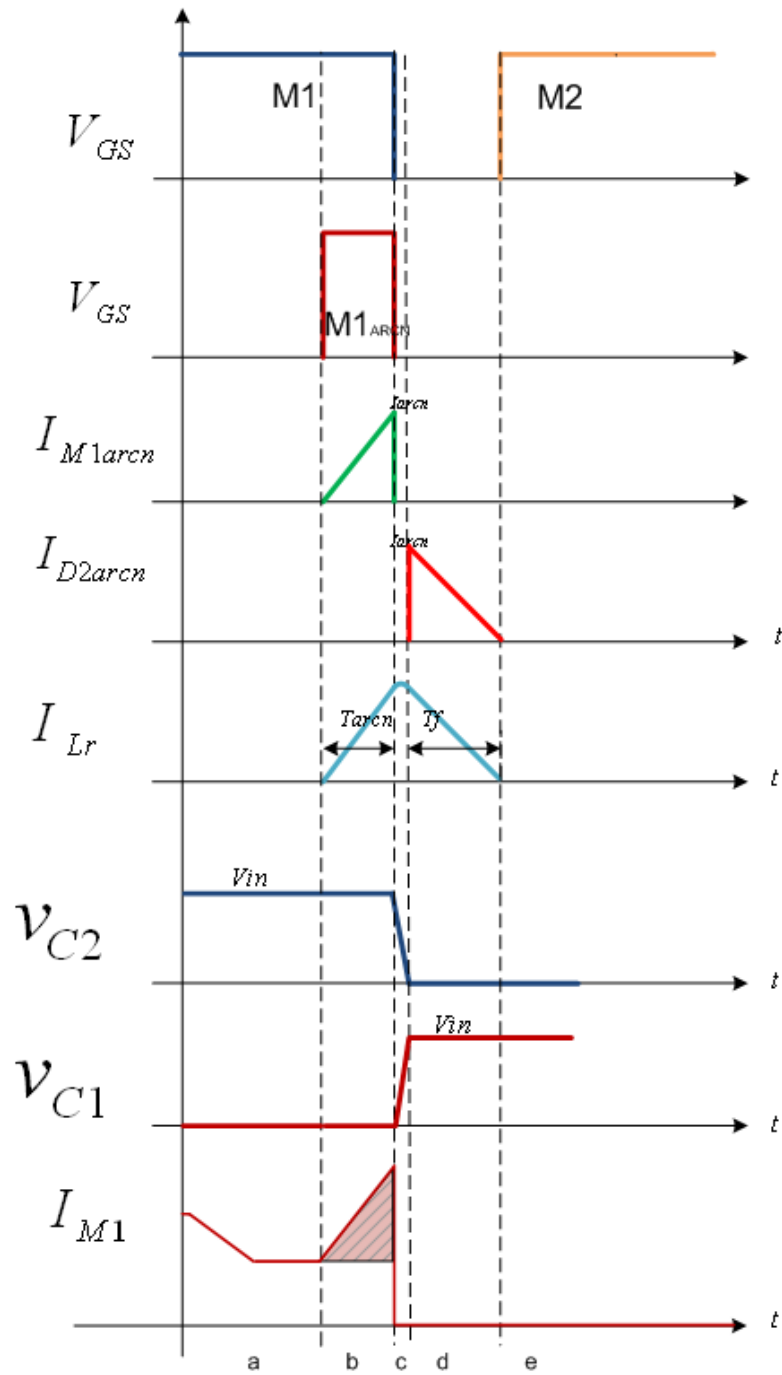


Figura 34. Formas de onda en la ARCN.

4.1. Control Adaptativo de la ARCN

El control adaptativo es una técnica que dota al circuito auxiliar ARCN (con el que se pretende tener conmutaciones a tensión cero) de la capacidad de adaptarse en cada instante a las necesidades del circuito. Mediante este control se consigue emplear la energía exclusivamente necesaria para conseguir ZVS. El parámetro a controlar es el tiempo de conexión del circuito. El control se implementa en una FPGA.

Como se estudia en el apartado 3.5.3 la consecución de ZVS en el convertidor trifásico de doble puente activo completo depende del estado de carga, en [2] se puede comprobar que para bajos estados de carga no se puede conseguir ZVS. El circuito ARCN permitirá conseguir ZVS al convertidor, para los estados donde antes no le era posible.

La condición en el circuito sin ARCN para conseguir ZVS viene determinada por la ecuación (17).

$$E_c < E_{Lk} \quad (17)$$

La interpretación de esta ecuación es la siguiente. En los condensadores parásitos se almacena una energía que no depende del estado de carga, sino de la tensión que soporta el interruptor. Uno de los condensadores estará cargado, mientras el otro no lo está. Para que se produzca ZVS, la carga de un condensador debe de pasar al otro. Este intercambio de energías entre ambos se fuerza a través de la corriente que circula por la inductancia de dispersión, de modo que queda aclarada la ecuación (17).

Lo que ocurre cuando no hay circuito auxiliar, es que la corriente por la inductancia de dispersión depende de la carga por lo que cuando se trabaja a baja carga no es suficiente para descargar y cargar los condensadores parásitos. De modo que la misión del circuito auxiliar es la de compensar la falta de corriente por la inductancia de dispersión.

Para ello se añade otra bobina conectada al mismo punto. De modo que la ecuación (17) será sustituida por la ecuación (18).

$$E_c < E_{Lk} + E_{Lr} \quad (18)$$

En esta nueva ecuación E_{Lr} representa la energía en la bobina del circuito auxiliar.

En los circuitos ARCN conocidos hasta ahora, el circuito aportaba la misma cantidad de energía, independientemente del estado de carga. Sin embargo, como se observa en la Figura 35, conforme aumenta el valor de la carga, la necesidad de energía proveniente del circuito auxiliar es menor, hasta llegar al punto en el que el circuito auxiliar sea innecesario.

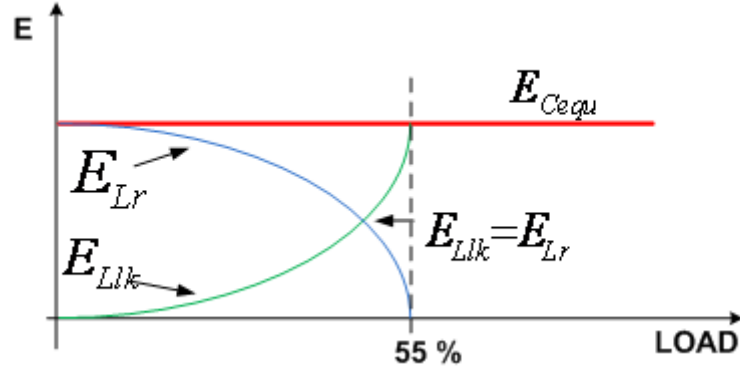


Figura 35. Ejemplo de distribución de energías en función de la carga.

En la Figura 35, se observa como una constante la energía acumulada en los condensadores parásitos (en rojo). Por otro lado, las energías en las inductancias forman dos parábolas cuya suma siempre dará como lugar la energía almacenada en los condensadores parásitos, es decir, una constante.

$$\frac{1}{2} V_{in}^2 C_{equ} < \frac{1}{2} I_{lk}^2 L_{lk} + \frac{1}{2} I_{Lr}^2 L_{Lr} \quad (19)$$

$$I_{Lr} = \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) t_{arcn} \quad (20)$$

Siendo I_{limite} el punto donde ya no es necesario el uso de la red ARCN.

$$I_{limite} = \sqrt{\frac{V_{in}^2 C_{equ}}{L_{lk}}} \quad (21)$$

Si $I_{lk}(\infty) < I_{limite}$

$$T_{arcn}(\infty) = \sqrt{L_r C_{equ} - \frac{I_{lk}^2(\infty) L_{lk} L_r}{V_{in}^2}} \quad (22)$$

Si $I_{lk}(\infty) \geq I_{limite}$

$$T_{arcn}(\infty) = 0 \quad (23)$$

En la Figura 36 se presenta la función del T_{arcn} en función de la carga. Como se puede apreciar, a partir de I_{limite} el tiempo es cero, por lo que el circuito se desconectaría y dejaría de producir pérdidas.

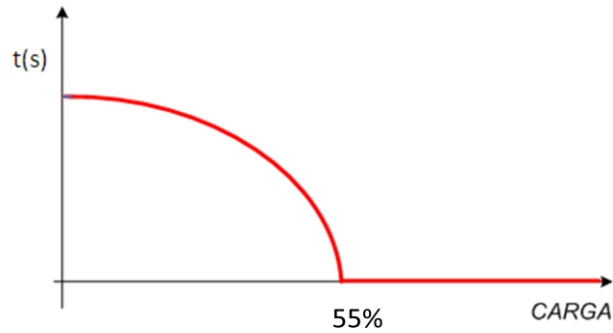


Figura 36. Tiempo ARCN en función de la carga.

4.1. Particularización del diseño con ARCN

La particularización de este diseño no es más que añadir el circuito auxiliar ARCN al convertidor diseñado en 3.5. De modo, que se toman los mismos valores que en la Tabla 1, así como los mismos componentes seleccionados (semiconductores) en dicho apartado. En este capítulo se añade la simulación del convertidor con ARCN, la selección de los semiconductores auxiliares, y el cálculo de la bobina auxiliar. También se incluye un estudio de pérdidas.

4.1.1. Selección de semiconductores de la ARCN

Los semiconductores que se utilizan en el circuito auxiliar deben de soportar condiciones de tensión similares a los principales pero en cuanto a corriente, los valores son mucho más bajos.

Si revisamos en la hoja de Mathcad los valores de corriente que tienen que soportar estos interruptores en el peor de los casos es:

$$I_{rms} = 2.787 \text{ A} \quad (24)$$

Habrà que tener en cuenta, que el punto crítico de estos interruptores será el pico de corriente que deben de soportar. Este punto depende del tiempo máximo que esté activada la ARCN. En el caso propuesto el máximo tiempo será 0.5 μs . Por lo que en primario:

$$I_{arcn} = \frac{V_{in}}{L_r} t_{arcn} = \frac{500}{10 \mu H} 0.5 \mu s = 25 A \quad (25)$$

Para ello se ha seleccionado el siguiente MOSFET STP20NM60FD.

4.1.2. Selección de la bobina ARCN

La bobina L_r se calcula llegando a un compromiso de los parámetros de tiempo (t_{arcn}), tamaño de L y corriente por el circuito auxiliar. En este caso se ha elegido el valor de 10 μH . Con éste valor físicamente, no será muy voluminosa, y la corriente que pasará por la ARCN, no será excesiva. A su vez, nos permite manejar tiempos de ARCN muy bajos en comparación con el periodo.

Esta bobina tiene un valor de resistencia equivalente de $R_{lr}=10 \text{ m}\Omega$.

En este Trabajo Fin de Máster, se ha elegido una bobina comercial.

4.2. Discretización del control adaptativo

Primeramente se calcula la curva, tal y como se ha visto en el apartado anterior. Para el cálculo se han cogido las características de diseño que se vieron en la Tabla 1. Y el valor de la bobina ARCN especificado en el apartado anterior.

Una vez se tiene calculada la curva de tiempo adaptativo de la ARCN, se procede a discretizar la misma. Esta curva la utilizará la FPGA para ajustar el valor de tiempo necesario en cada momento. Para simplificar el funcionamiento, permitiendo que no tenga que conmutar continuamente, se establecen unos rangos de trabajo. En este caso se ha decidido dividir el rango de actuación en 3 partes.

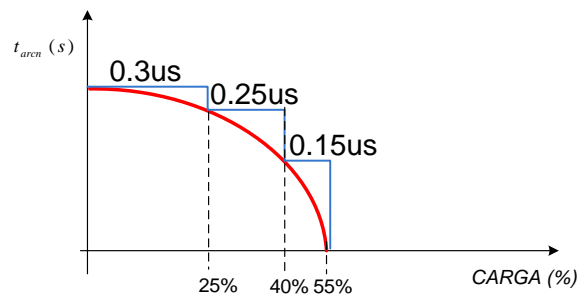


Figura 37. Discretización en función de la carga.

En la Tabla 3 se muestran los valores anteriores de forma numérica.

Estado de carga(Load)	Tarcn (us)
Load< 25 %	0,3 us
25 %< Load < 40 %	0,25us
40 %< Load < 55 %	0,15us

Tabla 3. Valores de tiempo de conexión del circuito auxiliar, dividido por rangos de potencia.

4.3. Simulación con ARCN

En este apartado se llevarán a cabo las simulaciones del convertidor incluyendo la ARCN. Como ya se estudió en el apartado 3.5.3, a partir de cierto punto de carga (55%) el convertidor diseñado no puede conseguir ZVS por sí mismo, por lo que en este apartado se realizará una simulación del circuito para un punto de carga, donde el convertidor por sí mismo no puede conseguir ZVS. El punto donde se hará la simulación será a 12°, que supone un 50 % de carga. Según el estudio del apartado 4.2, el circuito necesitará $t_{arcn}=150$ ns.

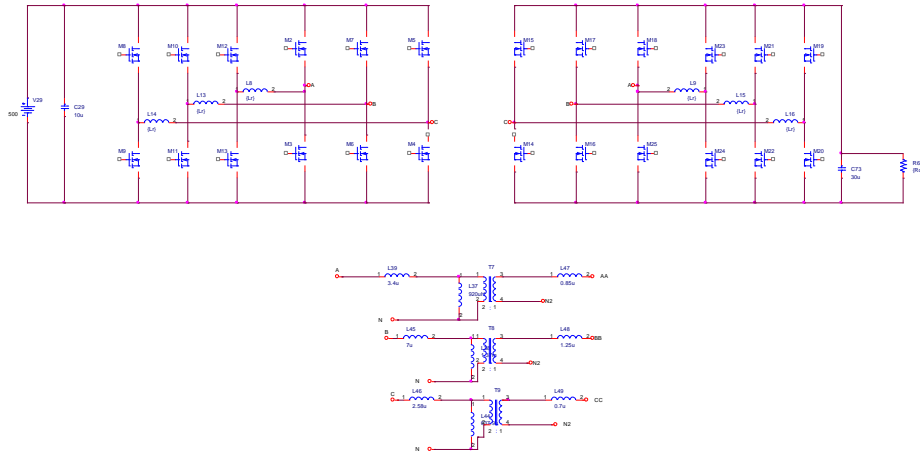


Figura 38. Circuito del convertidor trifásico con doble puente activo con ARCN.

En primer lugar se realiza una simulación, donde se comprobará que las corrientes por los interruptores han cambiado con la inclusión de la ARCN. En la Figura 39 se muestra la corriente por un MOSFET principal. Se aprecia una corriente extra respecto al mismo MOSFET en el circuito sin ARCN.

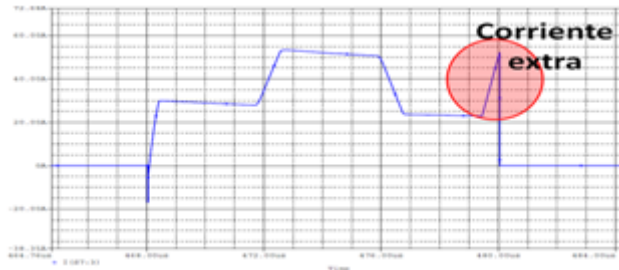


Figura 39. Corriente por un MOSFET principal.

A continuación, se muestra el funcionamiento de la red ARCN, el cual ya ha sido explicado con detalle en el apartado 4.2.



Figura 40. Simulación del funcionamiento de la ARCN.

Como se ha ido estudiando a lo largo del capítulo, a través de la ARCN conseguimos obtener ZVS para condiciones de carga inferiores al 55 %. En la Figura 41 se muestra un ejemplo, donde se consigue ZVS para un 50 % de carga.

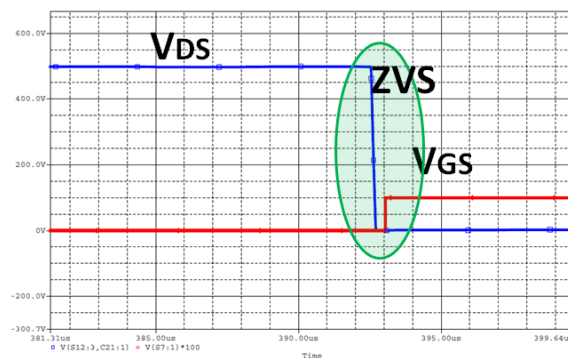


Figura 41. ZVS para un 50% de carga.

4.4. Pérdidas del convertidor sin ARCN

Se presentan las pérdidas en el convertidor sin ARCN.

4.4.1. Pérdidas semiconductores

A continuación se presentan las ecuaciones de las pérdidas en los mismos.

$$P_{cond} = R_{ds} I_{rms}^2 \quad (26)$$

$$P_{apa} = \frac{1}{2} V_{in} I_{apa} t_{fall} f \quad (27)$$

$$P_{enc} = \frac{1}{2} V_{in} I_{enc} t_{rise} f \quad (28)$$

$$P_d = V_d I_{Davg} + I_{Drms}^2 R_d \quad (29)$$

$$P_{ciss} = \frac{1}{2} V_{gs}^2 C_{iss} n f \quad (30)$$

$$P_{coss} = \frac{1}{2} V_{in}^2 C_{oss} n f \quad (31)$$

La ecuación (26) representa las pérdidas en conducción. La ecuación (27) representa las pérdidas en el apagado. La ecuación (28) representa las pérdidas en el encendido, cuando no hay ZVS. Se ha tenido en cuenta a la hora de calcularlas que a partir de cierto estado de carga, estas pérdidas son cero, ya que hay ZVS. La ecuación (29) representa las pérdidas en el diodo parásito en antiparalelo con el MOSFET. Mediante (30) y (31) se calculan las pérdidas provocadas por los condensadores parásitos. En la Figura 42 se representa la curva de pérdidas totales en los semiconductores principales en función del ángulo de desfase, y por tanto del estado de carga.

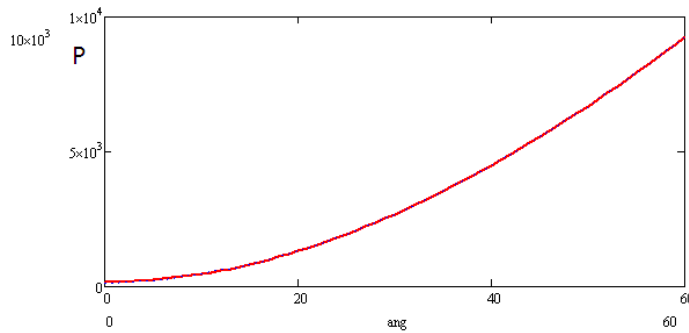


Figura 42. Pérdidas en función del ángulo de desfase.

Para el punto de trabajo seleccionado, los valores de corrientes y tensiones son los siguientes:

$$V_{in} = 500 \text{ V} \quad (32)$$

$$V_o = 250 \text{ V} \quad (33)$$

$$I_{p-rms} = 26.69 \text{ A} \quad (34)$$

$$I_{s-rms} = 53.38 \text{ A} \quad (35)$$

$$I_{enc} = 11.6 \text{ A} \quad (36)$$

$$I_{p-apa} = 27.75 \text{ A} \quad (37)$$

$$I_{s-apa} = 55.556 \text{ A} \quad (38)$$

$$I_{Davg} = 0.442 \text{ A} \quad (39)$$

$$I_{Drms} = 2.8 \text{ A} \quad (40)$$

De modo que, las pérdidas para el punto de operación nominal (24°) que se contemplarán en los 12 interruptores serán:

$$P_T(12^\circ) = P_{cond} + P_{apa} + P_{enc} + P_d + P_{ci ss} + P_{coss} = 410 \text{ W} \quad (41)$$

El resto de parámetros se puede encontrar en las hojas de características de los componentes.

4.5. Pérdidas del convertidor con ARCN

Tras diseñar y simular el convertidor con el circuito ARCN, se procederá a hacer un estudio sobre las pérdidas del circuito con ARCN y compararlas con las del circuito sin ARCN. El estudio se divide en el cálculo de las pérdidas que introduce el circuito ARCN, sumadas a los semiconductores principales.

4.5.1. Pérdidas semiconductores principales

Las pérdidas en los semiconductores principales, para el circuito con ARCN, tienen dos estados.

- 1) Para el estado de carga donde la ARCN está desactivada la corriente por los semiconductores será la misma que en el caso del convertidor sin ARCN. En ambos casos habrá conmutaciones suaves, por lo que las pérdidas serán las mismas que en el convertidor sin ARCN.
- 2) La ARCN está activada, esto se traduce en: Primero, estos interruptores conmutan bajo ZVS, los del circuito sin ARCN, no. Segundo, se añade una corriente extra debido al circuito ARCN.

El segundo estado es cuando la ARCN está conduciendo. En la Figura 43 aparece en sombreado la corriente que se añade durante la ejecución de la ARCN.

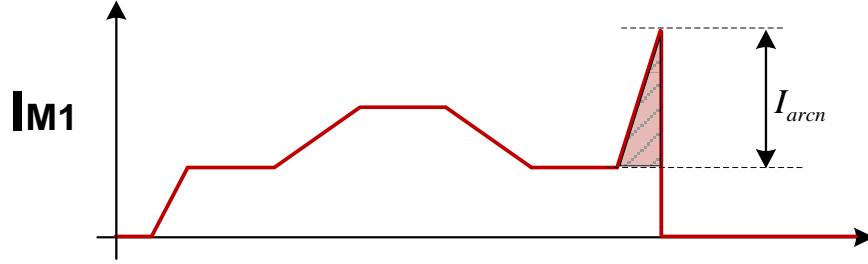


Figura 43. Corriente por un interruptor con ARCN.

Las pérdidas en los semiconductores principales durante la operación de la ARCN se verán modificadas debido a esta corriente. Durante ese intervalo, se añade una corriente extra que responde a la siguiente ecuación:

$$I_{M1}(t) = i_{M1} \left(\frac{T}{2} - t_{arcn} \right) + \frac{v_{in}}{L_r}(t) \quad (42)$$

Para el estado de carga que se han realizado las simulaciones, las pérdidas en el total de los 12 interruptores principales serán:

$$P_{MARCN}(\alpha) = 370 \text{ W} \quad (43)$$

4.5.2. Pérdidas en la bobina de la ARCN

Para el cálculo de las pérdidas en el circuito ARCN, se han despreciado las pérdidas en conmutación, al considerarse despreciables comparadas con las pérdidas en conducción de los componentes. Para su estimación se estudia la corriente por la bobina L_r y por los semiconductores.

La corriente por la bobina de la ARCN está representada en la Figura 44.

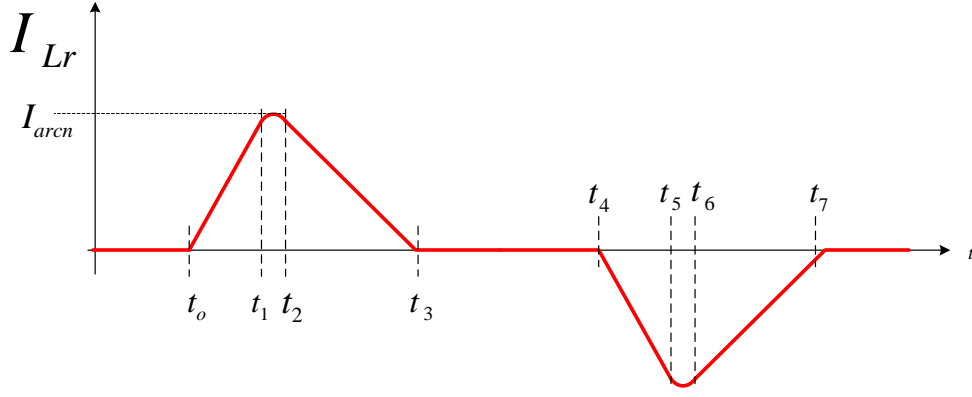


Figura 44. Corriente por el inductor de la red ARCN.

A continuación se detallan las ecuaciones que la definen.

Para $t_o \leq t \leq t_1$

$$I_{Lr}(t) = \left(\frac{v_{in}}{L_r}\right) t \quad (44)$$

Para $t_1 \leq t \leq t_2$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_1) \cos(w(t - t_1)) \quad (45)$$

Para $t_2 \leq t \leq t_3$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_2) - \left(\frac{v_{in}}{L_r}\right) (t - t_2) \quad (46)$$

Para $t_3 \leq t \leq t_4$

$$I_{Lr}(t) = 0 \quad (47)$$

Para $t_4 \leq t \leq t_5$

$$I_{Lr}(t) = \left(\frac{-v_{in}}{L_r}\right) (t - t_4) \quad (48)$$

Para $t_5 \leq t \leq t_6$

$$I_{Lr}(t) = -I_{Lr}(t_5) \cos(w(t - t_5)) \quad (49)$$

Para $t_6 \leq t \leq t_7$

$$I_{Lr}(t) = I_{Lr}(t_6) + \left(\frac{V_{in}}{L_r}\right)(t - t_6) \quad (50)$$

Los intervalos de tiempo están definidos a continuación.

$$t_1 = t_{arcn} \quad (51)$$

$$t_2 = t_x + t_{arcn} \quad (52)$$

$$t_3 = \frac{L_r(I_{arcn} - I_{arcn} \cos(wi t_x))}{V_{in}} + t_2 \quad (53)$$

$$t_4 = \frac{T}{2} \quad (54)$$

$$t_5 = t_1 + \frac{T}{2} \quad (55)$$

$$t_6 = t_2 + \frac{T}{2} \quad (56)$$

$$t_7 = t_3 + \frac{T}{2} \quad (57)$$

$$t_x = \frac{\text{asin}\left(\frac{V_{in}}{\sqrt{\frac{L_{lk}^2 I_p^2 + L_r^2 I_{arcn}^2}{C_{equ}}}}\right)}{wi} \quad (58)$$

A través de la ecuación (59) se calcula el valor eficaz.

$$I_{Lrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Lr}^2(t) dt} \quad (59)$$

Para el caso, donde t_{arcn} es 160 ns que es el valor al que corresponde el estado de carga del 50 % (12° de desfase):

$$I_{Lrms} = 3 \text{ A} \quad (60)$$

Este valor depende del estado de carga.

De modo que las pérdidas en la bobina responden a:

$$P_{Lr} = I_{Lrms}^2 R_{Lr} \quad (61)$$

Donde $R_{Lr}(=0.01\Omega)$ es el valor de la resistencia equivalente de la bobina.

Para el estado comentado anteriormente;

$$P_{Lr} = 90 \text{ mW} \quad (62)$$

4.5.1. Pérdidas en los semiconductores de la ARCN

La corriente representada en la Figura 45 es la corriente por un interruptor de la ARCN durante un periodo.

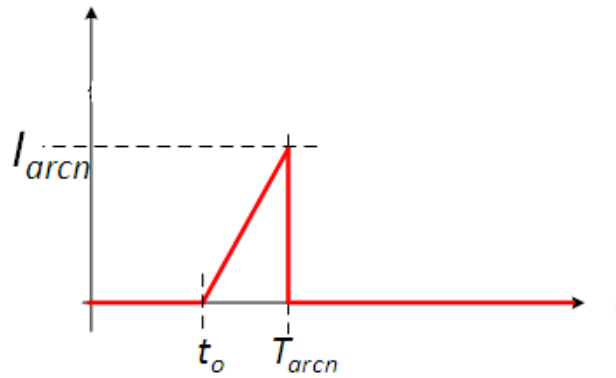


Figura 45. Corriente por el interruptor M1 de la ARCN:

Las ecuaciones siguientes definen la corriente de la Figura 45, por el interruptor M1 de la ARCN.

Para $t_o \leq t \leq T_{arcn}$

$$i_{Marcn}(t) = \left(\frac{V_{in}}{L_r}\right)t \quad (63)$$

A partir de la ecuación (64) se calcula el valor eficaz de la corriente por los interruptores descritos anteriormente.

$$I_{Marcnrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{Marcn}^2(t) dt} \quad (64)$$

Para el caso, donde t_{arcn} es 160 ns que es el valor al que corresponde el estado de carga del 50 % (12° de desfase):

$$I_{Marcnrms}=0.677 A \quad (65)$$

Las pérdidas en conducción en el interruptor serán:

$$P_M = I_{Marcnrms}^2 R_{ds} \quad (66)$$

Para el caso comentado anteriormente:

$$P_M = 135 mW \quad (67)$$

También se deben incluir las pérdidas en el diodo parásito del interruptor. En la Figura 46 aparece la corriente por uno de esos diodos.

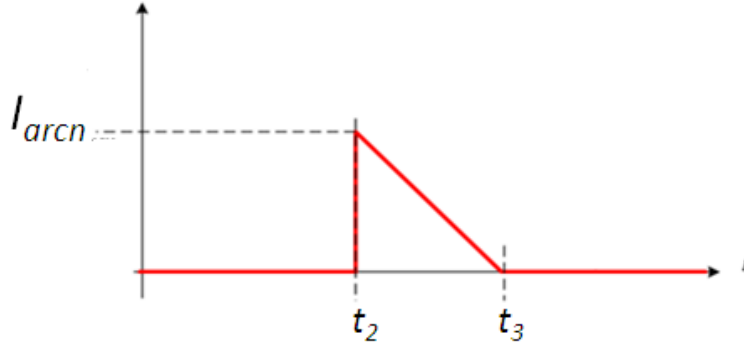


Figura 46. Corriente por el diodo parásito del interruptor M2 de la ARCN.

Las siguientes ecuaciones detallan la corriente de la Figura 46.

Para $t_2 \leq t \leq t_3$

$$i_{Darcn}(t) = i_{Darcn}\left(\frac{T}{2}\right) - \left(\frac{V_{in}(1+d)}{3 L l k}\right) \left(t - \frac{T}{2}\right) \quad (68)$$

A partir de las ecuaciones anteriores se calcula el valor eficaz, y el valor medio, en (69) y (70) respectivamente.

$$I_{Darcnrms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{darcn}^2(t) dt} \quad (69)$$

$$I_{Darcnavg} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{darcn}(t) dt \quad (70)$$

A través de la ecuación (71) se calculan las pérdidas en el diodo parásito.

$$P_d = U_d I_{Darcnavg} + R_d I_{Darcnrms}^2 \quad (71)$$

Para el caso, donde t_{arcn} es 160 ns que es el valor al que corresponde el estado de carga del 50 % (12° de desfase):

$$P_d = 560 \text{ mW} \quad (72)$$

4.5.2. Resumen de pérdidas con ARCN

Resumiendo, las pérdidas del convertidor con ARCN serán la suma de las pérdidas en los interruptores principales (P_{MP}) más las pérdidas del circuito auxiliar (P_{arcn});

$$P_{arcn} = P_{semiconductores} + P_{Lr} \quad (73)$$

$$P_T = P_{ARCn} + P_{MP} \quad (74)$$

En (74) se expresa la suma de las pérdidas ocasionadas por el circuito auxiliar, y las debidas a los semiconductores principales y en la Figura 47 se representan las pérdidas debidas al circuito ARCN en función del estado de carga. Como se observa, las pérdidas son cero cuando se desconecta el circuito, que coincide con el instante en el que el convertidor es capaz de obtener ZVS sin circuito auxiliar.

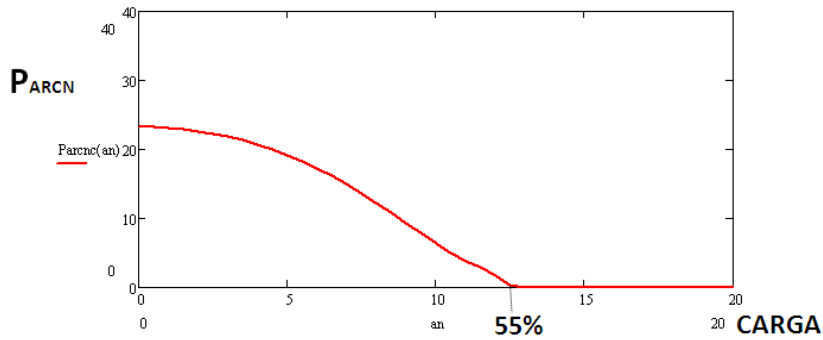


Figura 47. Pérdidas en la ARCN.

4.5.3. Incremento de las pérdidas al discretizar en el circuito de la ARCN

Discretizar el control adaptativo, no es más que simplificar su funcionamiento. Esta acción provoca un incremento de pérdidas en los tramos donde se está aplicando un

tiempo a la ARCN superior al óptimo. En la Figura 48 se aprecia una comparativa de las pérdidas debidas al circuito auxiliar en el caso óptimo (azul) y discretizado (rojo). Se aprecia que la máxima diferencia de pérdidas se produce a un 39,5 % de estado de carga, cuando la diferencia de pérdidas asciende a 9 W.

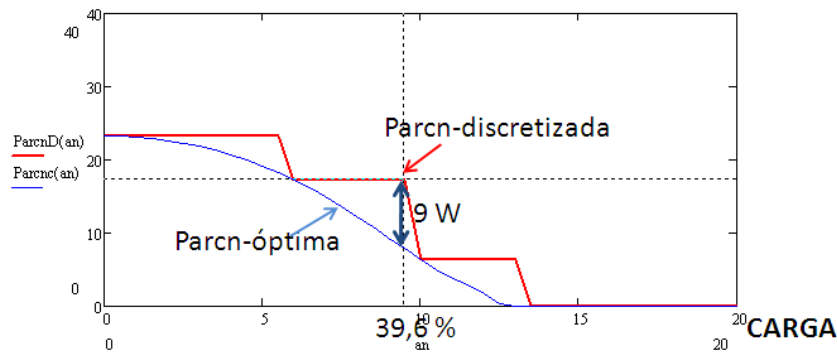


Figura 48. Suma de pérdidas totales debidas al circuito auxiliar para el caso óptimo, y el caso discretizado.

El incremento de pérdidas en el convertidor debidas a la discretización, son relativamente despreciables.

4.6. Comparación de las pérdidas en el circuito con ARCN y sin ARCN

En la Figura 49 se presentan las pérdidas del convertidor con ARCN y sin ARCN. Los resultados que se muestran pertenecen al rango de la potencia nominal del convertidor. Se puede apreciar que el convertidor con ARCN tiene menos pérdidas.

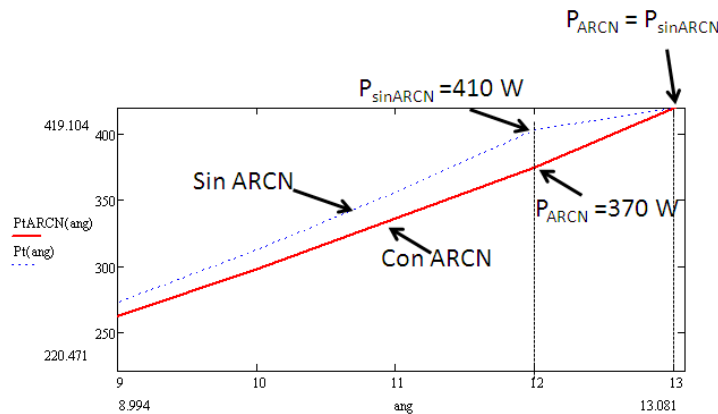


Figura 49. Pérdidas del circuito con ARCN y sin ARCN en función del desfase.

En la Figura 49 se puede apreciar, que a partir de cierto punto (para este diseño 13° de desfase, que equivale a 55 % de carga), no es necesaria la ARCN y las pérdidas se igualan. Para valores inferiores de carga, el circuito reduce ligeramente las pérdidas con la ARCN.

En la Figura 49 se muestran las curvas de pérdidas para el circuito con ARCN y sin ARCN. En estos valores se incluyen las pérdidas en los interruptores principales. Se comenta como apunte respecto al circuito sin ARCN, que el cálculo de las pérdidas de apagado, se realiza mediante la ecuación (28). Como se aprecia, el valor de la tensión que se considera de apagado es la tensión de entrada, independientemente del estado de carga, esto es una aproximación, ya que conforme aumenta la carga y el convertidor se acerca al punto donde conseguirá ZVS, la tensión de apagado será cada vez más pequeña, como se aprecia en Figura 50.

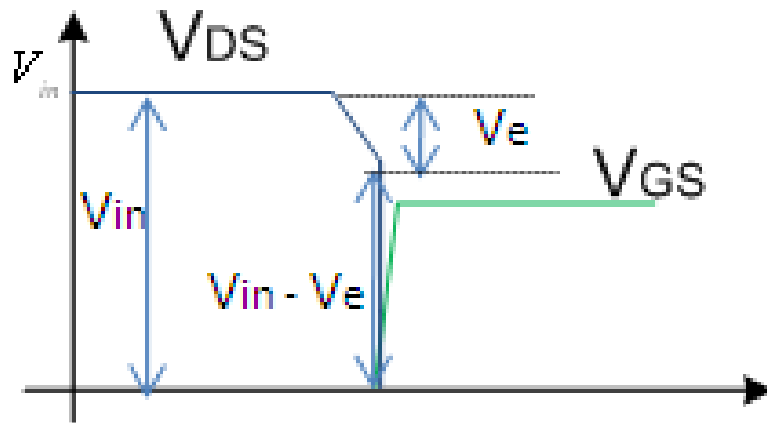


Figura 50. Apagado brusco a tensión inferior a V_{in} .

4.7. Control mediante FPGA

El control adaptativo que se propone en este Trabajo Fin de Máster precisa de una flexibilidad y dinamismo, debido a la cantidad de señales y variables a gobernar, que se llegó a la conclusión de que una forma práctica de implementarlo sería mediante el uso de una FPGA.

Para controlar este convertidor trifásico con doble puente activo se necesitan 12 señales, además de las señales de la red ARCN, que son otras 12. Tenemos un total, de 24 señales. También se requerirá de una interfaz de usuario que permita al usuario interactuar (sobre todo en la etapa de pruebas). Una vez se estudia el sistema de control que se desea implementar, se requiere cubrir las siguientes necesidades:

- 24 salidas.
- Frecuencia de reloj superior a 80 kHz.
- Placa de conexión con pines de I/O.
- Interfaz con el usuario dinámica (p.e. pulsadores, interruptores).

A vista de estas necesidades se llega a la conclusión de que la mejor opción será la utilización de una FPGA Spartan 3, a través de la alternativa que ofrece DIGILENT, que incluye una placa de conexión con diferentes pulsadores, interruptores, además de suficientes salidas para controlar el convertidor. En la Figura 51 se presenta un esquema de bloques de la placa de DIGILENT.

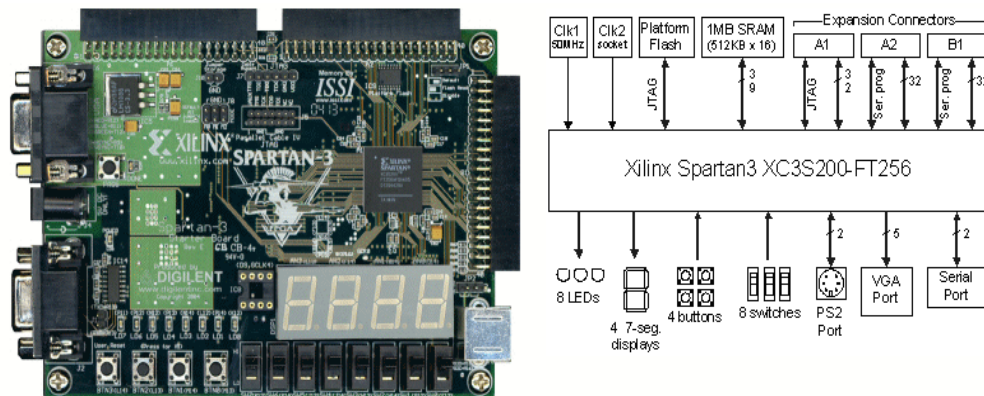


Figura 51. Esquema de bloques de la placa que incluye una SPARTAN-3

El alcance de este proyecto pretende trabajar en lazo abierto, por lo que no se ha valorado la necesidad de disponer de entradas de lectura a la FPGA, pero como se comentará en el apartado de conclusiones y líneas futuras, para un funcionamiento industrial de este sistema, trabajando en lazo cerrado, la FPGA debería de recibir información del estado de carga con objeto de “adaptarse”.

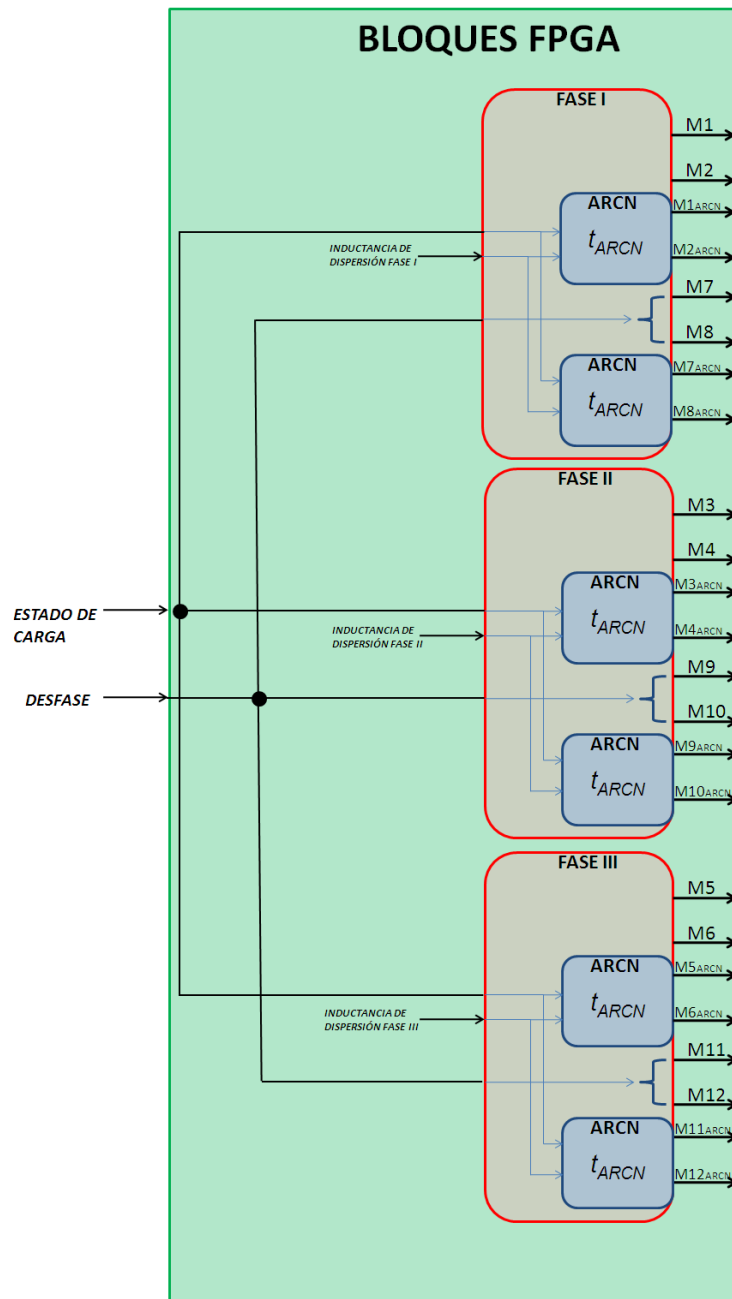


Figura 52. Diagrama de bloques del programa de control propuesto.

El control propuesto se presenta en la Figura 52. Este diagrama representa los bloques con los que se generan las señales de disparo de los interruptores. Se ha dividido en tres bloques, uno por fase. Cada bloque genera;

- Señales MOSFET PRINCIPALES PRIMARIO.
- Señales "*desfasadas*" MOSFET PRINCIPALES SECUNDARIO.
- Señales ARCN de cada una de las ramas anteriores.

Las señales que vienen impuestas desde el exterior son el desfase, el estado de carga y la inductancia de dispersión de cada fase. Los valores de inductancia de dispersión permitirán ajustar las necesidades de cada una de las ramas, y el estado de carga ajustará el valor de $t_{ARC�}$. Este valor estará predeterminado en el bloque que lo gobierna, de modo que para diferentes rangos de carga aplicará un valor, u otro.

5. Diseño del prototipo

5.1. Consideraciones en el diseño

Para demostrar prácticamente el concepto de la adaptabilidad de la red ARCN se diseña un convertidor en el laboratorio el CEI (Centro de Electrónica Industrial). Dada la complejidad que supone un diseño de altos niveles de potencia, se construirá un prototipo a escala. Mediante el desarrollo de este prototipo se pretende demostrar los conceptos aquí explicados y cotejar los resultados con simulaciones. Para ello, se construirá el circuito de la Figura 53.

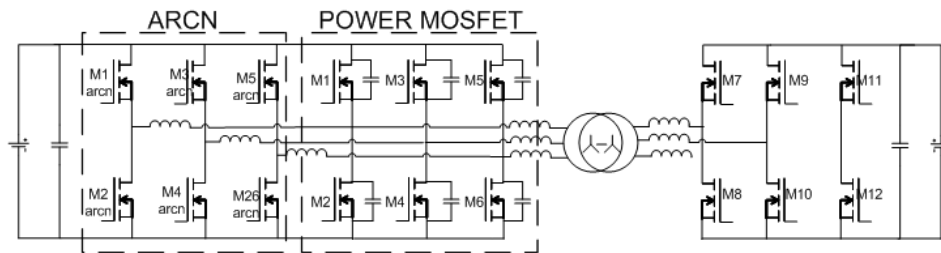


Figura 53. Circuito del prototipo

Este prototipo simulará los parámetros que tiene un convertidor cargador de baterías de 50 kW, ya estudiado en el apartado 4.3, solo que trabajando a niveles de carga reducidos. Para simular los parámetros de este convertidor de 50 kW a baja carga, se pondrá especial atención en los siguientes puntos:

- Capacidad parásita en los semiconductores.
- Inductancia de dispersión en el transformador.

Para lograr mantener estos parámetros se observa el diseño que se incluye en el apartado 3.5. En este apartado se seleccionan los semiconductores y se llega a la conclusión de que la mejor opción es colocar cuatro en paralelo. Esto afecta claramente al valor de la capacidad parásita, la cual se ve multiplicada por cuatro. El interruptor elegido para el diseño de 50 kW es el IPW50R199CP. Haciendo uso de su hoja de características observamos que la capacidad parásita de cada uno será de 2 nF, por lo que la capacidad parásita equivalente será:

$$C_{equ} = 4 \times C_{para} \quad (75)$$

$$C_{equ} = 8 \text{ nF} \quad (76)$$

Para simular esta situación, en el prototipo a escala incluiremos un condensador en paralelo (C_{pro}) con el valor de la diferencia entre la capacidad parásita del interruptor (C_m) que se utilice y el valor de (76).

$$C_{pro} = C_{equ} - C_m \quad (77)$$

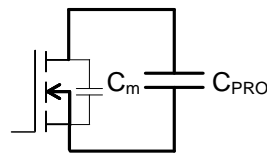


Figura 54. Mosfet con la capacidad añadida externamente.

El otro parámetro a tener en cuenta es el diseño del transformador. Ya que el cálculo de la inductancia de dispersión es un cálculo complicado, y muy dependiente de cómo se devane el núcleo. Para fijar los valores de inductancia de dispersión deseados habrá que probar con diferentes formas de entrelazar los devanados.

Las características del prototipo a construir serán las que se especificaron en el apartado 3.5, pero el diseño se construye para ser ensayado a las siguientes condiciones:

CONDICIONES DEL ENSAYO	
V_{in}	500 V
V_o	250 V
P(5°)	1.3 kW (3 %)
F_c	40 kHz
Rizado V_o	1 % (5V)

Tabla 4. Condiciones a las que realizan los ensayos.

5.2. Selección de componentes

En la construcción de este prototipo a escala se han seleccionado los siguientes componentes.

5.2.1. Semiconductores principales

En la selección de semiconductores para la construcción del prototipo se han seguido las mismas pautas que en el apartado 3.5.2. Solo que los semiconductores que se precisan, serán de los mismos valores de tensión (500 V en el lado de alta, y 250 V en el de baja), pero para una potencia mucho menor. Se precisa un MOSFET similar al que se seleccionó para el convertidor de 50 kW. El MOSFET elegido es el SPW52N50C3.

5.2.2. Bobinas ARCN

Las bobinas que se utilizarán en el circuito, serán comerciales, seleccionadas en función de la corriente que deben de soportar, y con un valor de 10 uH.

$$I_{Lrms} = 3 \text{ A} \quad (78)$$

5.2.3. Drivers

Los drivers que se utilizarán en esta aplicación deben de ser suficientemente rápidos, como para poder responder a las conmutaciones en la ARCN, sin demasiado retraso. Se pretenderá que se use un mismo driver tanto para el MOSFET superior, como el inferior, de modo que también deben de soportar el valor de tensión de bus. El driver seleccionado para la construcción del prototipo será el IR2113.

5.2.4. Condensadores

Una de las necesidades de los cargadores de baterías es que el rizado de tensión en la batería sea reducido, con objeto de proteger la batería de sufrir daños. Se decide imponer un rizado del 2%, que equivale a 5 V.

Para calcular el valor de los condensadores se le resta a la corriente de salida, su valor medio, y luego se calcula el área de la función restante durante medio periodo. El valor que se obtenga resultará ser ΔQ . En la Figura 55 se representa la corriente de salida sin valor medio, y el área mencionada.

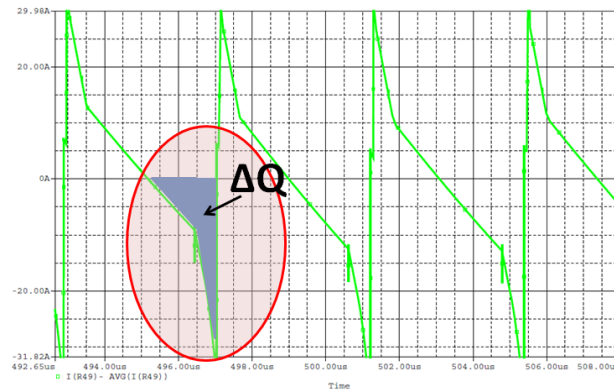


Figura 55. Corriente de salida sin valor medio.

Mediante este valor se accede a la siguiente ecuación, donde ΔV , es el valor de tensión de rizado deseada.

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{36 \times 10^{-6} \text{ C}}{5 \text{ V}} = 7,2 \text{ uF} \quad (79)$$

En el diseño se utilizará un condensador de 10 uF.

5.3. Diseño del transformador

A continuación se presenta el resultado obtenido mediante **Pxprt** para el diseño a escala que se construirá en el laboratorio.

En primer lugar se comenta que este diseño es algo especial, ya que en **Pxprt** no está contemplada la posibilidad de diseñar un transformador trifásico, utilizando un núcleo trifásico. Por lo que habrá que ajustar los parámetros.

Se preselecciona un núcleo con el que se pueda realizar un diseño trifásico. En este caso para la potencia a la que se pretende hacer el ensayo (1350 W) se ha seleccionado un E65 (Figura 56), que al disponer de 3 columnas, permitirá incluir cada fase en una de ellas.

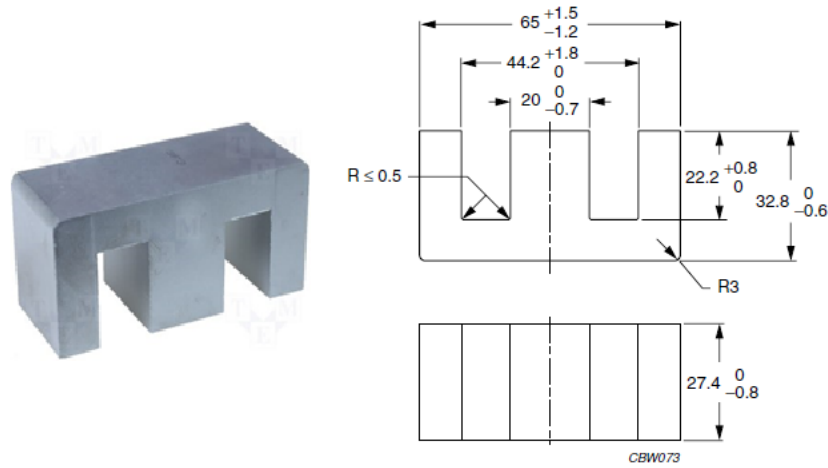


Figura 56. Núcleo E65.

El diseño mediante Pxpert se divide en dos simulaciones. Una para las columnas exteriores, y otra para la interior, ya que el volumen es diferente. De este modo, el siguiente resultado que se representa en la Tabla 5.

DEVANADO	FASE I	FASE II	FASE III
1º	32	24	32
2º	16 con 2 paralelos	12 con 2 paralelos	16 con 2 paralelos
	COLUMNA EXT.	COLUMNA INT.	COLUMNA EXT.

Tabla 5. Devanados del transformador.

Tras realizar el diseño de este transformador en el laboratorio se han medido la inductancia de dispersión, la inductancia magnetizante y la resistencia, obteniendo los resultados que se presentan en la Tabla 6.

FASE	L_m	L_{lk}	R
I	920 uH	3.4 uH	344 mΩ
II	1.37 mH	5 uH	653 mΩ
III	637.9 uH	2.58uH	340 mΩ

Tabla 6. Medidas del transformador.

5.4. Consideraciones sobre los semiconductores de la ARCN

Los semiconductores de la ARCN, tienen que tener unas características especiales. Como ya se estudió en el apartado 4.1 la corriente de la bobina L_r se incrementa cuando un interruptor auxiliar es activado. Cuando se bloquean la corriente debe de seguir conduciendo por el diodo parásito del otro MOSFET de la misma rama, hasta

anularse. El problema reside, en que si el diodo parásito del MOSFET no es suficientemente rápido, no bloqueará la corriente, y esta nunca se anulará completamente. Esto provocará que se incrementen las pérdidas en toda la ARCN, provocando incluso la ruptura de los MOSFET. Para cada diseño se debe de intentar evitar que el diodo parásito no bloquee la corriente.

La solución alternativa que se puede aplicar para bloquear esta corriente es la que se muestra en la Figura 57. Al colocar el diodo en serie y el diodo en antiparalelo se asegura que cuando se bloquee el MOSFET la corriente dejará de circular por el semiconductor.

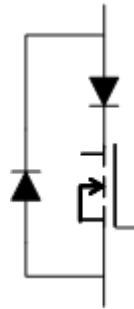


Figura 57. Solución alternativa para un MOSFET lento.

Como nota negativa, añadir que esto incluye pérdidas adicionales, aunque despreciables sobre el total.

6. Resultados experimentales

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Máster es validar la técnica de control adaptativo para la consecución de ZVS en todo el rango de potencias. En este capítulo se presentarán los resultados obtenidos en el prototipo construido, con objeto de validar el concepto de adaptabilidad. A lo largo del capítulo 5, se ha presentado el diseño del convertidor que se ha construido en el laboratorio del *CEI*.

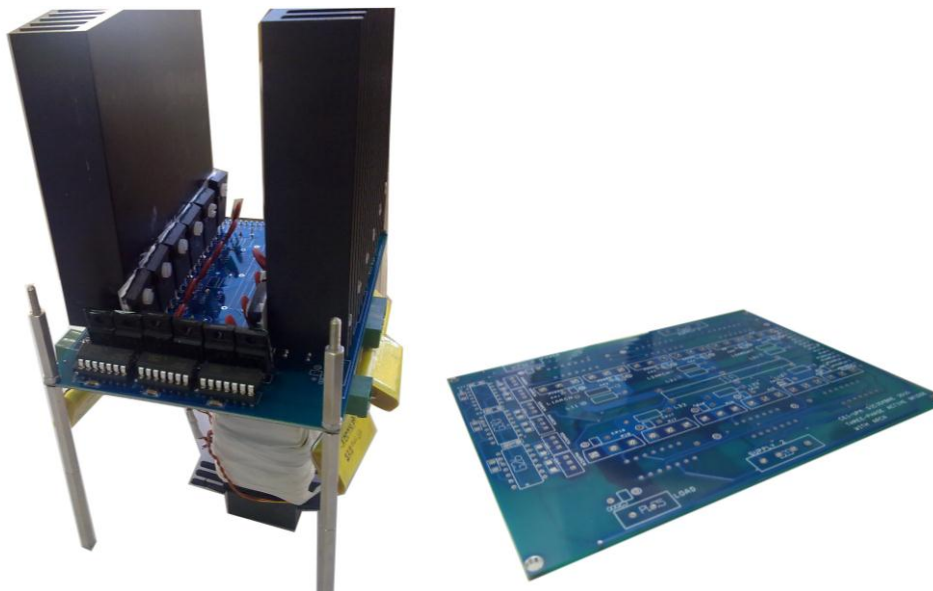


Figura 58. Imagen del prototipo y de la PCB.

Los resultados que se presentan a continuación corresponden con ensayos realizados a condiciones diferentes a las estudiadas en los anteriores capítulos, por motivos de geometría del diseño y seguridad, se ha preferido realizar los ensayos a tensiones a escala, respecto a las condiciones establecidas en la Tabla 4. De modo que los resultados prácticos se acompañarán de los resultados de las simulaciones, además de una justificación.

Las especificaciones de los ensayos son las que se muestran en la Tabla 7.

CONDICIONES DE ENSAYO	
V_{in}	250 V
V_o	125 V
P(5°)	800 W (6.4%)
F_c	40 kHz
Rizado V_o	1%(2.5V)

Tabla 7. Condición de los ensayos.

Para el ensayo en cuestión, se han ajustado los parámetros del control adaptable, debido a la variación de parámetros como la inductancia de dispersión en el transformador real, obteniendo una curva como la que se muestra en la Figura 59.

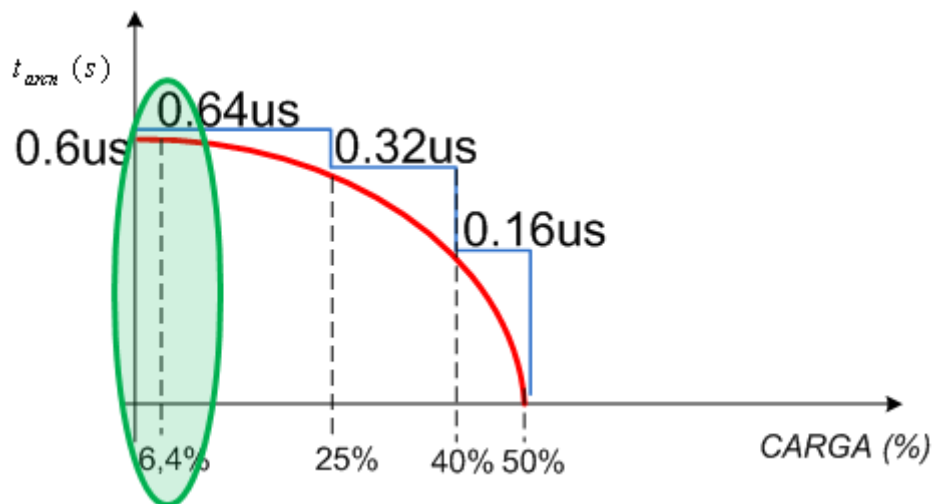


Figura 59. Adaptabilidad para el prototipo construido.

Estado de carga(Load)	Tarcn (us)
Load< 25 %	0,64 us
25 %< Load < 40 %	0,32us
40 %< Load < 50 %	0,16us

Tabla 8. Valores de tiempo de conexión del circuito auxiliar para el ensayo propuesto.

El rango de adaptabilidad se divide en tres partes para llegar a un compromiso entre precisión y complejidad del sistema y los valores 0.64 us, 0.32 us, y 0.16 us se han elegido porque la FPGA tiene un reloj de 50 MHz, por lo que estos valores son múltiplos de 20 ns.

De modo que el ensayo se realizará para un desfase de 5°, lo que supone un punto de operación del 6,4% respecto al punto nominal de trabajo, este desfase equivale a 800 W. Esto supone estar de forma íntegra en la zona donde no se puede conseguir ZVS sin la red ARCN, como se aprecia en la Figura 59. Concretamente en el estado de carga inferior al 25 %. A continuación se presentan los cálculos teóricos para hallar el valor de tiempo necesario para este punto de operación concreto.

$$E_c < E_{Lk} + E_{Lr} \quad (80)$$

$$\frac{1}{2} V_{in}^2 C_e < \frac{1}{2} I_{lk}^2 L_{lk} + \frac{1}{2} I_{Lr}^2 L_{Lr} \quad (81)$$

$$\frac{1}{2} 250^2 18,4 \text{ nF} < \frac{1}{2} 2^2 9 \text{ uH} + \frac{1}{2} I_{Lr}^2 10 \text{ uH} \quad (82)$$

Despejando I_{Lr} de la ecuación (82) obtendremos el valor de la corriente mínima necesaria por la ARCN.

$$I_{Lr} = 10,55 \text{ A} \quad (83)$$

A través de este valor calcularemos

$$T_{arcn} = \left(\frac{L_r}{V_{in}} \right) I_{Lr} = \left(\frac{10 \text{ u}}{250} \right) 10,55 = 422 \text{ ns} \quad (84)$$

Comprobamos el valor a través de la ecuación que define el control adaptativo.

$$T_{arcn}(\infty) = \sqrt{L_r C_{equ} - \frac{I_{lk}^2(\infty) L_{lk} L_r}{V_{in}^2}} \quad (85)$$

Obteniendo el mismo resultado $T_{arcn}=422 \text{ ns}$.

De modo que tal y como muestra (84), obtendremos ZVS para $T_{arcn}>422 \text{ ns}$, lo que corresponderá con el estado de $T_{arcn}=640 \text{ ns}$.

Se han realizado tres ensayos, uno para cada una de las unidades de tiempo programadas en el control adaptativo, los resultados se mostrarán a continuación.

6.1. Ensayo 1

A continuación se muestra la tensión drenador-fuente de un MOSFET principal y su disparo, para un tiempo ARCN de estado 3 ($T_{arcn}=160 \text{ ns}$). Las medidas del

experimento se muestran en la Figura 60. Se aprecia que no se consigue ZVS ya que el tiempo no es suficiente para evacuar toda la energía almacenada en los condensadores.

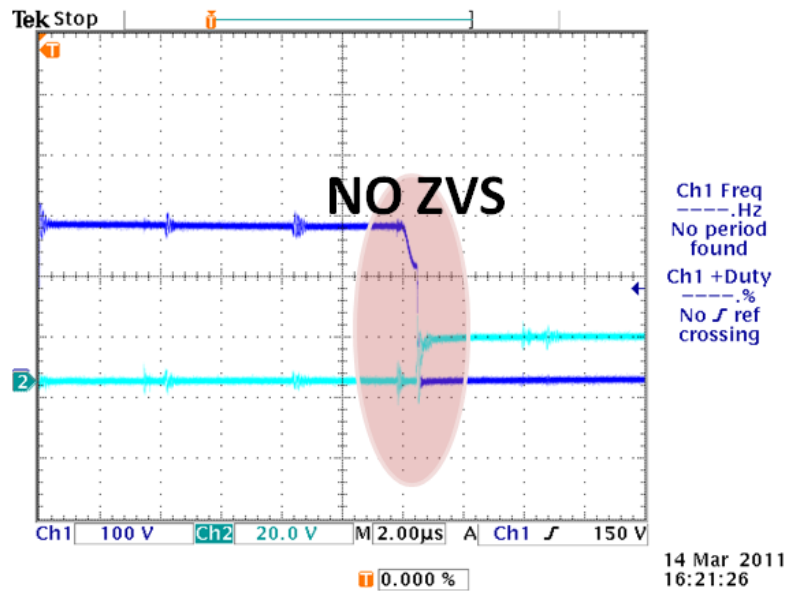


Figura 60. Resultados con $T=160$ ns.

A continuación, en la Figura 61, se presenta el resultado de la simulación, coincidiendo con el resultado obtenido en el prototipo.

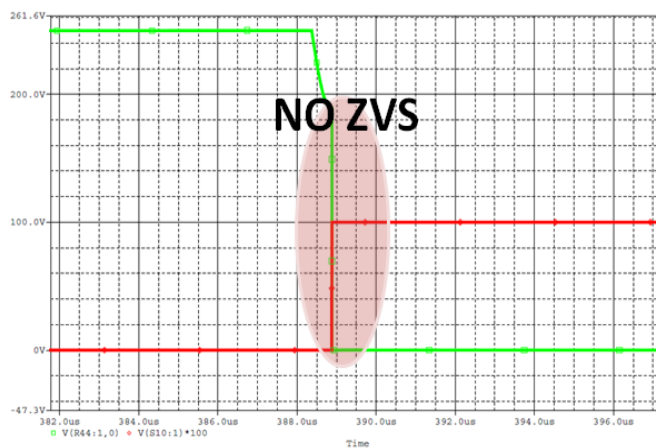


Figura 61. Simulación con $T=160$ ns.

Las medidas de tensiones y corrientes de salida se muestran en la Tabla 9.

V_{in}	250 V
I_{in}	3 A
V_o	124 V
I_o	5 A
$P_{p\acute{e}rdidas}$	130 W

Tabla 9. Medidas en el primer ensayo.

El rendimiento en estas condiciones es del 82,7 %.

6.2. Ensayo 2

A continuación se muestra la tensión drenador-fuente de un MOSFET principal y su disparo, para un tiempo ARCN de estado 2 ($T_{arcn}=320$ ns). Las medidas del experimento se muestran en la Figura 62. Se aprecia que no se consigue ZVS ya que el tiempo no es suficiente para evacuar toda la energía almacenada en los condensadores.

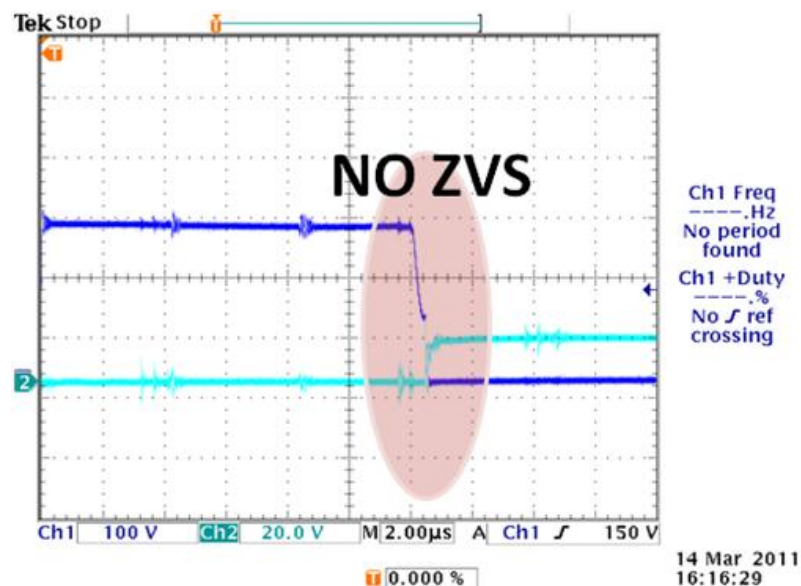


Figura 62. Resultados con $T=320$ ns.

A continuación, en la Figura 63, se presenta el resultado de la simulación, coincidiendo con el resultado obtenido en el prototipo.



Figura 63. Simulación con $T=320$ ns.

Las medidas de tensiones y corrientes de salida se muestran en la Tabla 10

V_{in}	250 V
I_{in}	3,04 A
V_o	126 V
I_o	5,14 A
$P_{p\acute{e}rdidas}$	111,32 W

Tabla 10. Medidas en el segundo ensayo.

El rendimiento en estas condiciones es del 85,2. %.

6.3. Ensayo 3

En primer lugar se muestra el funcionamiento del circuito en la Figura 64, donde se muestra la tensión en el transformador (entre fase A y B), y la corriente por la ARCN, con la que se consigue ZVS. Se observa que la corriente por la ARCN alcanza los 10 A que se establecen como valor mínimo.

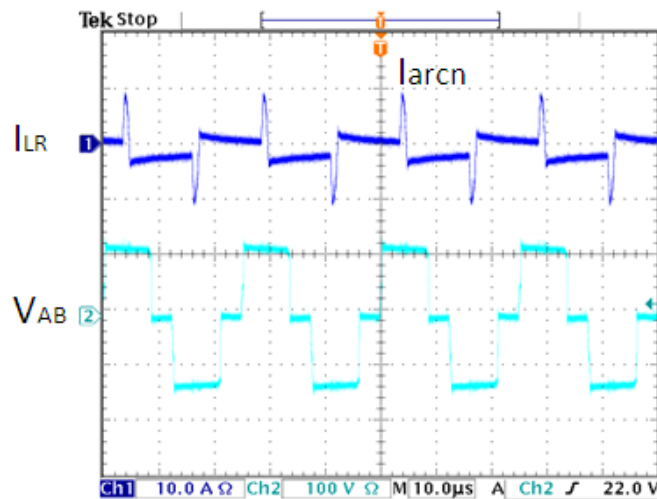


Figura 64. Corriente por la bobina L_r y tensión de fase en el transformador para el punto de operación.

A continuación se muestra la tensión drenador-fuente de un MOSFET principal y su disparo, para un tiempo ARCN de estado 1 ($T_{arcn}=640$ ns). Las medidas del experimento se muestran en la Figura 65. Se aprecia que **SI se consigue ZVS** ya que el tiempo $T_{arcn}=640$ ns ha sido suficiente para evacuar toda la energía almacenada en los condensadores.

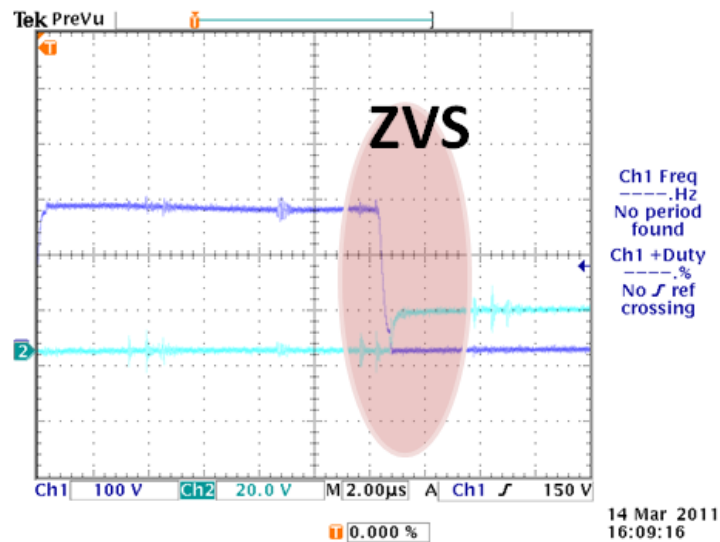


Figura 65. Resultados con $T=640$ ns.

A continuación, en la Figura 66, se presenta el resultado de la simulación, coincidiendo con el resultado obtenido en el prototipo.

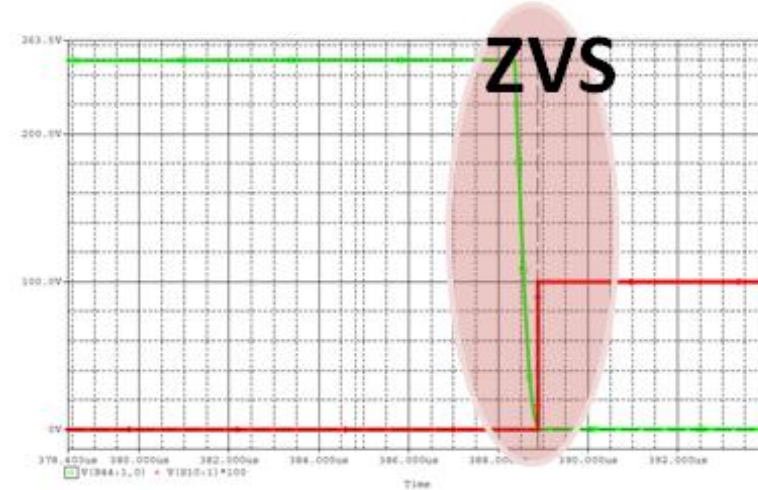


Figura 66. Simulación con $T=640$ ns.

Las medidas de tensiones y corrientes de salida se muestran en la Tabla 9.

V_{in}	250 V
I_{in}	3,1 A
V_o	126 V
I_o	5,3 A
$P_{p\acute{e}rdidas}$	107,2 W

Tabla 11. Medidas en el primer ensayo.

El rendimiento en estas condiciones es del 86,2 %.

6.4. Resumen

Repasando los resultados obtenidos anteriormente, se deduce, que en el punto de operación (6,4 %) donde se han realizado los ensayos no se puede conseguir ZVS sin circuito auxiliar. Como se aprecia en la Figura 67, las pérdidas alcanzan su mínimo al conseguir ZVS con $T_{arcn}=640$ ns.

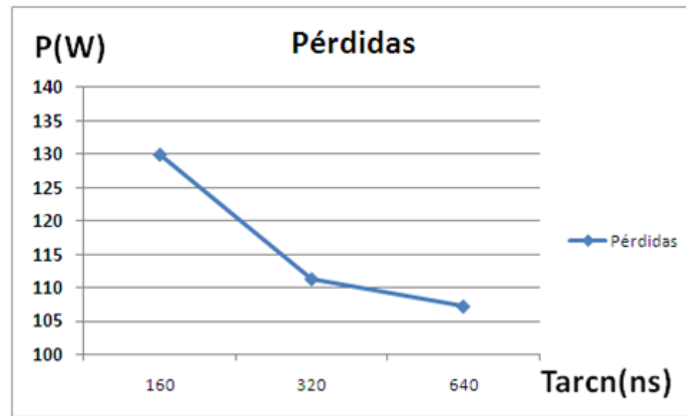


Figura 67. Pérdidas en el convertidor en función de la adaptabilidad, para un estado de carga del 6,4 %.

7. Conclusiones y líneas futuras

En este Trabajo Fin de Máster se ha realizado un estudio sobre un convertidor trifásico de doble puente activo con una red auxiliar, con objeto de conseguir ZVS. Como aportación, este trabajo diseña e implementa un control adaptativo para la red auxiliar ARCN, con el objetivo de disminuir las pérdidas a su valor mínimo.

Durante el estudio de este convertidor se ha verificado que esta topología puede conmutar bajo condiciones de ZVS para determinados rangos de carga. Al añadir la red ARCN, se consigue tener ZVS en todo el rango de carga. El inconveniente de este circuito es que añade pérdidas adicionales significativas, por lo que se plantea como reducirlas. Al hacer el estudio del funcionamiento del circuito auxiliar se descubre que no es necesario el mismo tiempo de conexión en todo el rango de carga. Esto se traduce, en reducir pérdidas al disminuir el tiempo de conexión del circuito ARCN. Es aquí donde aparece el *control adaptativo*. El *control adaptativo* permite calcular dinámicamente el tiempo que necesita el circuito auxiliar para conseguir ZVS en cada punto de operación.

La valoración del circuito con ARCN dependerá del rango de carga donde se mueva el circuito diseñado. En algunas aplicaciones de vehículos eléctricos se ha observado que pueden pasar gran parte del tiempo de operación en estados de carga bajos. Por ejemplo, si un cargador de baterías se encuentra a bordo del vehículo, puede darse la situación de recarga rápida, donde el nivel de operación rondará el 100 % del estado de carga, y la recarga lenta, donde se puede encontrar en situaciones de carga que rondan el 50 %. De modo que en este tipo de aplicaciones el convertidor con ARCN puede resultar de gran utilidad. Sin embargo, para aplicaciones donde el rango de operación sea muy concreto, lo ideal será diseñar el convertidor adecuado para ese punto.

Una vez se decide utilizar un circuito ARCN, el control adaptativo, que es la aportación de este trabajo, servirá de gran ayuda para el ajuste del circuito auxiliar.

Tras terminar con este Trabajo Fin de Máster, han quedado algunas líneas abiertas como:

- Diseñar un lazo de control.
- Que el control adaptativo sea capaz de actuar de forma independiente leyendo los valores de tensión y corriente en la salida, y reaccionar lo más rápido posible.
- Equilibrar las fases con el control adaptativo.

8. Referencias.

- [1] G. Hua, F.C. Lee, "Soft-switching techniques in PWM converters", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.42, no.6, pp.595-603, Dec 1995.
- [2] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, B.H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*, vol., no., pp.275-284, 11-16 Mar 1990.
- [3] C. Byeong-Ho, L. Byoung-Kuk, Y. Sang-Bong, H. Dong-Seok, "A novel secondary clamping circuit topology for soft switching full-bridge PWM DC/DC converter" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*, vol.2, no., pp.840-845 vol.2, 15-19 Feb 1998.
- [4] J.G. Cho, J.A. Sabate, F.C. Lee, "Novel full bridge zero-voltage-transition PWM DC/DC converter for high power applications," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, vol., no., pp.143-149 vol.1, 13-17 Feb 1994.
- [5] Z. Lizhi, Q. Wenlong, L. Fahai, S. Songhua, "A novel soft-switching full-bridge PWM DC/DC converter with auxiliary resonant commutating network," *Telecommunications Energy Conference, 1996. INTELEC '96., 18th International*, vol., no., pp.692-697, 6-10 Oct 1996.
- [6] R. Watson, F.C. Lee, "A soft-switched, full-bridge boost converter employing an active-clamp circuit," *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*, vol.2, no., pp.1948-1954 vol.2, 23-27 Jun 1996.
- [7] Z. Chen, M. Chen, F. Ji, J. Li, "Analysis and implementation of a novel full-bridge ZVS converter with adaptive auxiliary circuit," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.358-363, 7-10 Nov. 2010.
- [8] C.P. Henze, H.C. Martin, D.W. Parsley, "Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1988. APEC '88. Conference Proceedings 1988., Third Annual IEEE*, pp.33-40, 1-5 Feb 1988.
- [9] D.M. Sable, F.C. Lee, B.H. Cho, "A zero-voltage-switching bidirectional battery charger/discharger for the NASA EOS satellite," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual*, pp.614-621, 23-27 Feb 1992.

- [10] G. Hua, F. C. Lee, "A new class of ZVS-PWM converters," in High Frequency Power Conversion Conf., 1991, pp. 244-251.
- [11] J.A. Sabate, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, "High-voltage, high-power, ZVS, full-bridge PWM converter employing an active snubber," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual ., pp.158-163, 10-15 Mar 1991.
- [12] H. Guichao, L. Ching-Shan, J. Yimin, F.C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.9, no.2, pp.213-219, Mar 1994
- [13] G. Hua, F.C. Lee, "Novel full-bridge zero-current-switched PWM converter," in 4th European Conf. Power Electron. Applicat., 1991, vol.2, 29-34.
- [14] G. Hua, E.X. Yang, Y. Jiang, F.C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters," Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE ,pp.538-544, 20-24 Jun 1993.
- [15] D. Segaran, D.G. Holmes, B.P. McGrath, "Comparative analysis of single and three-phase dual active bridge bidirectional DC-DC converters," Power Engineering Conference, 2008. AUPEC '08. Australasian Universities , pp.1-6, 14-17 Dec. 2008
- [16] R.W.A.A. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.27, no.1, pp.63-73, Jan/Feb 1991
- [17] A. Khaligh, "Stability Criteria for the Energy Storage Bi-directional Dc/Dc Converter in the Toyota Hybrid System II," Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE , pp.348-352, 9-12 Sept. 2007.

9. Anexo 1: Hoja de cálculo de Mathcad

THREE PHASE DUAL ACTIVE BRIDGE

Introducción de los datos de los componentes del convertidor así como el destino con el que trabajará

$$\begin{aligned}
 V_{in} &:= 500 \\
 \alpha &:= 5 & L_r &:= 10 \cdot 10^{-6} & C_{ds} &:= 1 \cdot 10^{-9} & f &:= 40 \cdot 10^3 & C_{tr} &:= 0.01 \times 10^{-9} & N1 &:= 2 & N2 &:= 1 \\
 d &:= 1 & L_{lk} &:= 5 \cdot 10^{-6} & w &:= 2 \cdot \pi \cdot f & L1 &:= 1 \cdot 10^{-6} & m &:= \frac{N2}{N1} \\
 \phi &:= \alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} & L2 &:= 1 \cdot 10^{-6} & L_q &:= L1 + L2 \cdot m^2 & m_o &:= \frac{N1}{N2} \\
 C_{equ} &:= 2 \cdot C_n + \left(\frac{4}{3}\right) \cdot C_{ds} + C_{tr} & t_o &:= 500 \cdot 10^{-9} & C_n &:= 8 \cdot 10^{-9} & T_w &:= \frac{1}{f} & d2 &:= 0.5 & L_q &:= 5 \times 10^{-6} & L_t &:= \frac{(L_r \cdot L_{lk})}{L_r + L_{lk}} & C_t &:= C_n \cdot 2 \\
 L_t &:= L_r + L_{lk} & \beta &:= \alpha \cdot 25 \cdot \frac{10^{-6}}{360} = 3.472 \times 10^{-7} & w_i &:= \frac{1}{\sqrt{L_t \cdot C_{equ}}}
 \end{aligned}$$

CALCULO DE LA POTENCIA

$$Po(\alpha) := \begin{cases} Vin^2 \cdot d \cdot \left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right) \cdot \frac{\left(\frac{2}{3} - \frac{\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360}}{2 \cdot \pi} \right)}{Llk \cdot w} & \text{if } \alpha < 60 \\ Vin^2 \cdot d \cdot \frac{\left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right) \cdot \left[\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} - \frac{\left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right)^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right]}{Llk \cdot w} & \text{if } \alpha \geq 60 \end{cases} \quad \left(\alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} \right)$$

$$Vo := Vin \cdot d2$$

$$Po(\alpha) = 1.133 \times 10^{-4}$$

$$Vo = 250$$

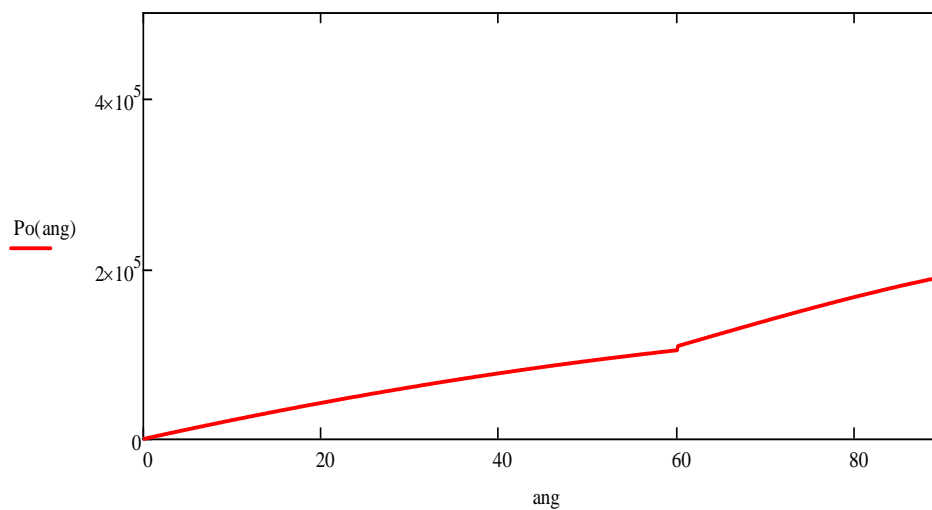
$$Io := \frac{Po(\alpha)}{Vo} \quad Ro := \frac{Vo^2}{Po(\alpha)}$$

$$Io = 45.332$$

$$Ro = 5.515$$

Carga para obtener esa potencia con
ese desfase

$$ang := 0, 1 \dots 90$$



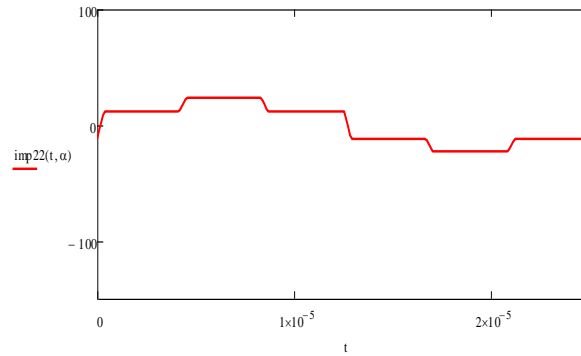
CALCULO DE LA CORRIENTE POR EL TRAFIO

$$\text{imo}(\alpha) := \left(\frac{V_{in}}{3 \cdot w \cdot L_{lk}} \right) \left[\left(2 \cdot \frac{\pi}{3} \cdot d \right) - d \cdot \alpha \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{360} - 2 \cdot \frac{\pi}{3} \right]$$

$$\text{imo}(\alpha) = -11.574$$

$$\text{imp22}(t, \alpha) := \left[\begin{array}{l} \left[\text{imo}(\alpha) + \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot t \right] \text{ if } 0 \leq t \leq \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (1 - d)] \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \frac{(\alpha \cdot T)}{360} < t \leq \frac{T}{6} \\ \left[\text{imp22} \left(\frac{T}{6}, \alpha \right) + \frac{[V_{in} \cdot (2 - d) \cdot \left(t - \frac{T}{6} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] \text{ if } \frac{T}{6} < t \leq \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6} \right] \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (2 - 2 \cdot d) \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{6} \right]]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] \text{ if } \left[\frac{T}{6} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{3} \\ \left[\text{imp22} \left(\frac{T}{3}, \alpha \right) + V_{in} \cdot (1 - 2d) \cdot \frac{\left(t - \frac{T}{3} \right)}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \frac{T}{3} < t \leq \left[\frac{T}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{3}, \alpha \right] + V_{in} \cdot (1 - d) \cdot \frac{\left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{3} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \left[\frac{T}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{2} \\ \text{imp22} \left(\frac{T}{2}, \alpha \right) - \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot \left(t - \frac{T}{2} \right) \text{ if } \frac{T}{2} < t \leq \frac{T}{2} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{2}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (1 - d)] \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{2} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \frac{T}{2} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} < t \leq \frac{T \cdot 2}{3} \\ \left[\text{imp22} \left(\frac{2T}{3}, \alpha \right) - \frac{[V_{in} \cdot (2 - d) \cdot \left(t - \frac{2T}{3} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] \text{ if } \frac{2T}{3} < t \leq \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{2T}{3} \right] \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{2T}{3}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (2 - 2 \cdot d) \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{2T}{3} \right]]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] \text{ if } \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{2T}{3} \right] < t \leq \frac{5T}{6} \\ \left[\text{imp22} \left(\frac{5T}{6}, \alpha \right) - V_{in} \cdot (1 - 2d) \cdot \frac{\left(t - \frac{5T}{6} \right)}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \frac{5T}{6} < t \leq \left[\frac{5T}{6} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{5T}{6}, \alpha \right] + V_{in} \cdot (1 - d) \cdot \frac{\left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{5T}{6} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] \text{ if } \left[\frac{5T}{6} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq T \end{array} \right]$$

$$t := 0, 1 \cdot 10^{-7} .. 25 \cdot 10^{-6}$$



CORRIENTE POR LA BOBINA DE LA ARCN

He incluido un par de ajustes en el cálculo del tiempo como dividir por 2 la corriente y multiplicar por 4 el efecto de la capacidad.

$$I_l(\alpha) := \text{imp22}\left(\frac{T}{2}, \alpha\right)$$

$$T_{\text{arcn}}(\alpha) := \begin{cases} \sqrt{L_r \cdot C_{\text{equ}} - \frac{(I_l(\alpha)^2 \cdot L_{lk} \cdot L_r)}{V_{in}^2}} & \text{if } I_l(\alpha) \leq I_t \\ 0 & \text{if } I_l(\alpha) > I_t \end{cases}$$

$$I_{\text{arcn}}(\alpha) := \left(\frac{V_{in}}{L_r}\right) \cdot T_{\text{arcn}}(\alpha) \quad I_{\text{arcn}}(0) = 20.823$$

$$ep(\alpha) := \sqrt{\frac{(L_{lk} \cdot I_l(\alpha)^2 + L_r \cdot I_{\text{arcn}}(\alpha)^2)}{C_{\text{equ}}}}$$

$$t_x(\alpha) := \frac{\text{asin}\left(\frac{V_{in}}{0.00000001 + ep(\alpha)}\right)}{\omega_i}$$

$$t_b(\alpha) := t_x(\alpha) + T_{\text{arcn}}(\alpha)$$

$$t_f := \left[\frac{L_r \cdot [I_{\text{arcn}}(\alpha) - I_{\text{arcn}}(\alpha) \cdot \cos((\omega_i \cdot t_x(\alpha)))]}{V_{in}} \right]$$

$$t_{fr}(\alpha) := t_f + t_b(\alpha)$$

$$Lk1 := 10 \cdot 10^{-6}$$

La frecuencia de resonancia se calcula a través del paralelo de L_r , L_{lk} , y los dos condensadores C_n de los MOSFETS

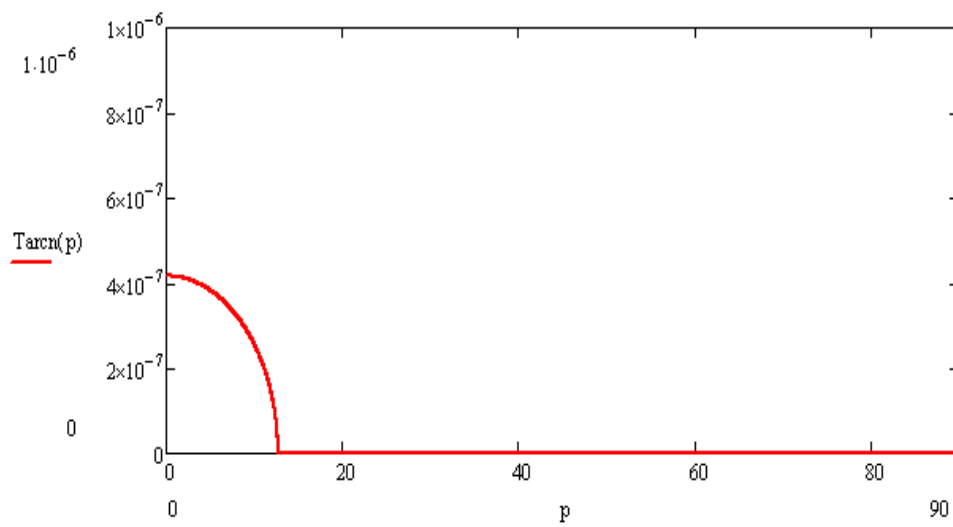
$$I_t := \sqrt{\frac{(V_{in}^2 \cdot C_{equ})}{L_{lk}}}$$

$$p := 0, 0.01 \dots 90$$

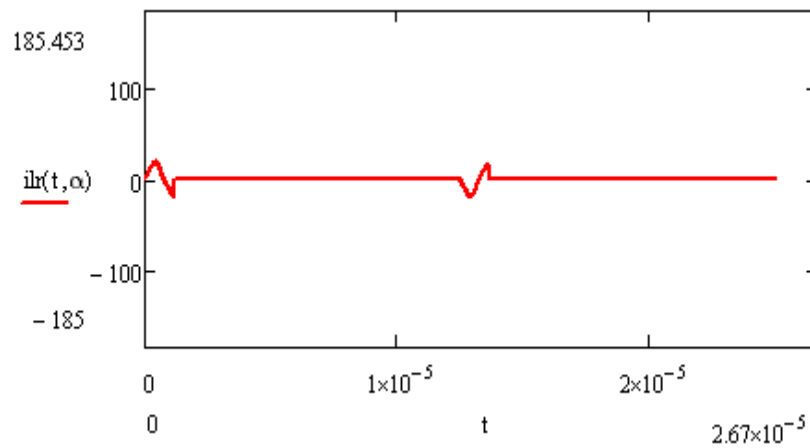
$$I1(\alpha) = 11.574$$

$$EL(\alpha) := I1(\alpha)^2 \cdot 0.5 \cdot L_{lk}$$

$$T_{arcn}(\alpha) = 3.829 \times 10^{-7}$$



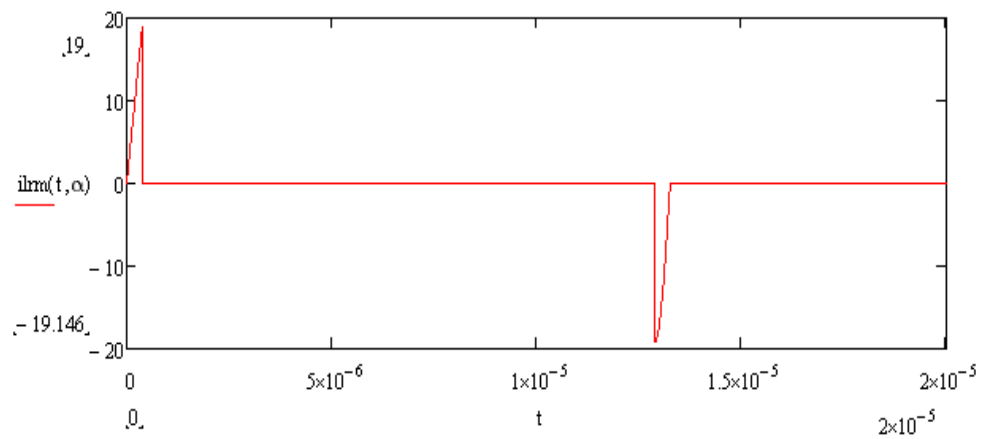
$$\text{ilr}(t, \alpha) := \begin{cases} \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) \cdot t & \text{if } 0 \leq t \leq T_{arcn}(\alpha) \\ I_{arcn}(\alpha) \cdot \cos[wi \cdot (t - T_{arcn}(\alpha))] & \text{if } T_{arcn}(\alpha) < t \leq tb(\alpha) \\ \text{ilr}(tb(\alpha), \alpha) - \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) \cdot (t - tb(\alpha)) & \text{if } tb(\alpha) < t \leq tfr(\alpha) \\ 0 & \text{if } tfr(\alpha) < t \leq \frac{T}{2} \\ \left(\frac{-V_{in}}{L_r} \right) \left(t - \frac{T}{2} \right) & \text{if } \frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + T_{arcn}(\alpha) \\ -I_{arcn}(\alpha) \cdot \cos \left[wi \cdot \left(t - T_{arcn}(\alpha) - \frac{T}{2} \right) \right] & \text{if } \frac{T}{2} + T_{arcn}(\alpha) < t \leq tb(\alpha) + \frac{T}{2} \\ \text{ilr} \left(tb(\alpha) + \frac{T}{2}, \alpha \right) + \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) \cdot \left(t - tb(\alpha) - \frac{T}{2} \right) & \text{if } tb(\alpha) + \frac{T}{2} < t \leq tfr(\alpha) + \frac{T}{2} \\ 0 & \text{if } \frac{T}{2} + tfr(\alpha) < t \leq T \end{cases}$$



$$IL_{\text{reff}}(\alpha) := \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{lr}(t, \alpha)^2 dt}$$

CORRIENTE POR LOS MOSFETS DE LA ARCN

$$i_{lr}(t, \alpha) := \begin{cases} \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) \cdot t & \text{if } 0 \leq t \leq T_{arcn}(\alpha) \\ 0 & \text{if } T_{arcn}(\alpha) < t \leq \frac{T}{2} + T_{arcn}(\alpha) \\ -I_{arcn}(\alpha) \cdot \cos \left[w_i \cdot \left(t - T_{arcn}(\alpha) - \frac{T}{2} \right) \right] & \text{if } \frac{T}{2} + T_{arcn}(\alpha) < t \leq t_b(\alpha) + \frac{T}{2} \\ 0 & \text{if } t_b(\alpha) + \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}$$

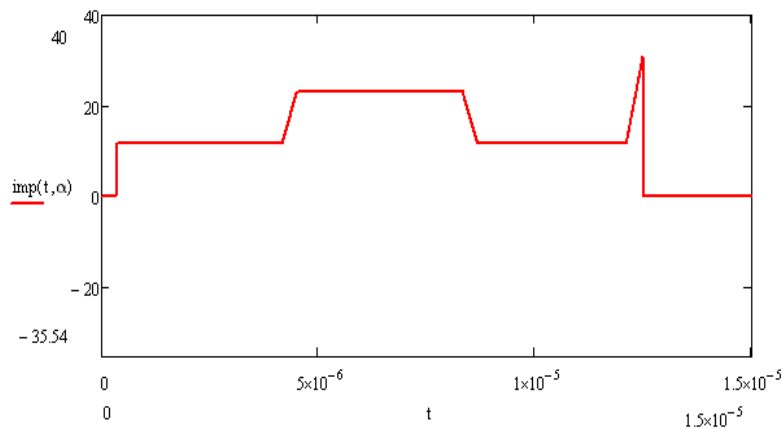


CALCULO DE LAS CORRIENTES POR LOS MOSFETS DE POTENCIA(MP)

$$i_o(\alpha) := i_{mo}(\alpha) + \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot t_o \quad \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot t_o$$

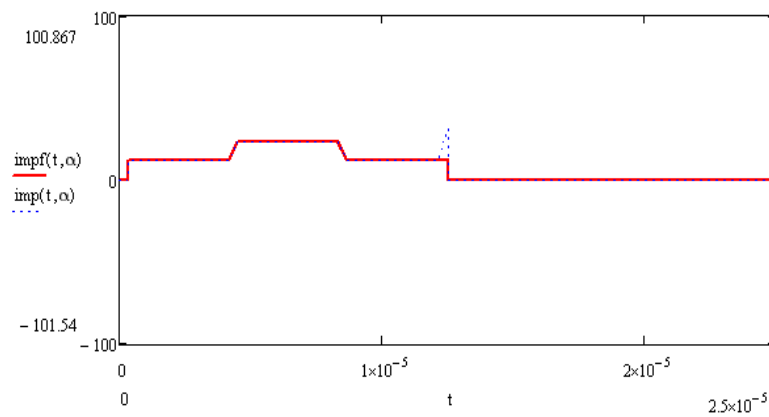
Esto se lo sumaba a la corriente en 0, es por el tiempo muerto, aunque no estoy seguro de si está bien.

$$\text{imp}(t, \alpha) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_o \\ i_o(\alpha) + \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot (t - t_o) & \text{if } t_o \leq t \leq \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \\ \left[\text{imp22} \left(\frac{(\alpha \cdot T)}{360}, \alpha \right) + \frac{[V_{in} \cdot (1 - d)] \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \frac{(\alpha \cdot T)}{360} < t \leq \frac{T}{6} \\ \left[\text{imp} \left(\frac{T}{6}, \alpha \right) + \frac{[V_{in} \cdot (2 - d) \cdot \left(t - \frac{T}{6} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] & \text{if } \frac{T}{6} < t \leq \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6} \right] \\ \left[\text{imp} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (2 - 2 \cdot d) \cdot \left(t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{6} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] & \text{if } \left[\frac{T}{6} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{3} \\ \left[\text{imp} \left(\frac{T}{3}, \alpha \right) + V_{in} \cdot (1 - 2d) \cdot \frac{\left[t - \left(\frac{T}{3} \right) \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \frac{T}{3} < t \leq \left[\frac{T}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] \\ \left[\text{imp} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{3}, \alpha \right] + V_{in} \cdot (1 - d) \cdot \frac{\left[t - \left(\frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{3} \right) \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \left[\frac{T}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{2} - T_{arcn}(\alpha) \\ \left[\text{imp} \left(\frac{T}{2} - T_{arcn}(\alpha), \alpha \right) + \left(\frac{V_{in}}{L_r} \right) \cdot \left(t - \frac{T}{2} + T_{arcn}(\alpha) \right) + V_{in} \cdot (1 - d) \cdot \frac{\left[t - \left(\frac{T}{2} - T_{arcn}(\alpha) \right) \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \left(\frac{T}{2} - T_{arcn}(\alpha) \right) < t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{if } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}$$



CALCULO DE LAS CORRIENTES POR LOS MOSFETS DE POTENCIA(MP) SIN ARCN

$$\text{impf}(t, \alpha) := \begin{cases} 0 & \text{if } 0 \leq t < t_0 \\ i_0(\alpha) + \frac{[V_{in} \cdot (1 + d)]}{3 \cdot L_{lk}} \cdot (t - t_0) & \text{if } t_0 \leq t \leq \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \\ \left[\text{imp22} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (1 - d)] \cdot \left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \frac{(\alpha \cdot T)}{360} < t \leq \frac{T}{6} \\ \left[\text{imp} \left(\frac{T}{6}, \alpha \right) + \frac{[V_{in} \cdot (2 - d) \cdot \left(t - \frac{T}{6} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] & \text{if } \frac{T}{6} < t \leq \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6} \right] \\ \left[\text{imp} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{6}, \alpha \right] + \frac{[V_{in} \cdot (2 - 2 \cdot d) \cdot \left(t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{6} \right)]}{(3 \cdot L_{lk})} \right] & \text{if } \left[\frac{T}{6} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{3} \\ \left[\text{imp} \left(\frac{T}{3}, \alpha \right) + V_{in} \cdot (1 - 2d) \cdot \frac{\left[t - \frac{(T)}{3} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \frac{T}{3} < t \leq \left[\frac{(T)}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] \\ \left[\text{imp} \left[\frac{(\alpha \cdot T)}{360} + \frac{T}{3}, \alpha \right] + V_{in} \cdot (1 - d) \cdot \frac{\left[t - \frac{(\alpha \cdot T)}{360} - \frac{T}{3} \right]}{3 \cdot L_{lk}} \right] & \text{if } \left[\frac{(T)}{3} + \frac{(\alpha \cdot T)}{360} \right] < t \leq \frac{T}{2} - \text{Tarcn}(\alpha) \\ \left(\text{imp} \left(\frac{T}{2} - \text{Tarcn}(\alpha), \alpha \right) \right) & \text{if } \left(\frac{T}{2} - \text{Tarcn}(\alpha) \right) < t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{if } \frac{T}{2} < t \leq T \end{cases}$$



PERDIDAS EN EL MOSFET DE POTENCIA CON ARCN

$$\begin{aligned}
 rds &:= 47 \cdot 10^{-3} & Udo &:= 0.8 & Rd &:= 0.00001 & Iapa(\alpha) &:= \text{impf}\left(\frac{T}{2}, \alpha\right) & Vgs &:= 12 \\
 Tfall &:= 12 \cdot 10^{-9} & rdsarcn &:= 1 \cdot 10^{-3} & Trise &:= 13 \cdot 10^{-9} & Vrs &:= 0.9 & Coss &:= 1860 \cdot 10^{-12} \\
 PmlssARCN(\alpha) &:= \text{imprmsM}(\alpha)^2 \cdot rds & PmlssARCNb(\alpha) &:= (2 \cdot \text{imprmsM}(\alpha))^2 \cdot rds & Ciss &:= 19 \cdot 10^{-9} \\
 PcdARCN(\alpha) &:= Udo \cdot Idfavg(\alpha) + Rd \cdot Idfrms(\alpha)^2 & PcdARCNb(\alpha) &:= Udo \cdot Idfavg(\alpha) \cdot 2 + Rd \cdot (Idfrms(\alpha) \cdot 2)^2 \\
 PapaARCN(\alpha) &:= \frac{1}{2} \cdot Tfall \cdot Vin \cdot Iapa(\alpha) \cdot f & PapaARCNb(\alpha) &:= \frac{1}{2} \cdot Tfall \cdot \frac{Vin}{2} \cdot Iapa(\alpha) \cdot f \\
 PMARCN(\alpha) &:= \text{IMarcneff}(\alpha)^2 \cdot rdsarcn & PMARCNb(\alpha) &:= (\text{IMarcneff}(\alpha) \cdot 2)^2 \cdot rdsarcn \\
 Parcnc(\alpha) &:= PMARCN(\alpha) \cdot 6 & Parcncb(\alpha) &:= PMARCNb(\alpha) \cdot 6 \\
 Pciss &:= 0.5 \cdot Ciss \cdot Vgs^2 \cdot f & Pcissb &:= 0.5 \cdot Ciss \cdot Vgs^2 \cdot f \\
 Pcross &:= 0.5 \cdot Coss \cdot Vin^2 \cdot f & Pcrossb &:= 0.5 \cdot Coss \cdot Vo^2 \cdot f \\
 Pigbt(\alpha) &:= 12f \cdot \left[Vge^2 \cdot Cin + tcond \cdot Vce \cdot \text{imprmsM}(\alpha) + (Eon + Eoff) \cdot \frac{(Vcc \cdot \text{imprmsM}(\alpha))}{Vcref \cdot Icref} \right]
 \end{aligned}$$

PERDIDAS EN EL MOSFET DE POTENCIA SIN ARCN

$$\begin{aligned}
 Crr &:= 0.1 \cdot 10^{-12} \\
 Iapa2(\alpha) &:= \text{impf}\left(\frac{T}{2}, \alpha\right) & Ienc(\alpha) &:= \text{impf}\left(\frac{T}{6}, \alpha\right) \\
 Pmlss(\alpha) &:= \text{imprmsM}(\alpha)^2 \cdot rds & Iapa(\alpha) &:= 30.721 & Pmlssb(\alpha) &:= (\text{imprmsM}(\alpha) \cdot 2)^2 \cdot rds \\
 & & Ienc(\alpha) &:= 11.574 & Pcdcb(\alpha) &:= Udo \cdot Idfavg(\alpha) \cdot 2 + Rd \cdot (Idfrms(\alpha) \cdot 2)^2 \\
 Pcd(\alpha) &:= Udo \cdot Idfavg(\alpha) + Rd \cdot Idfrms(\alpha)^2 & Papab(\alpha) &:= \frac{1}{2} \cdot Tfall \cdot Vo \cdot Iapa2(\alpha) \cdot f \\
 Papa(\alpha) &:= \frac{1}{2} \cdot Tfall \cdot Vin \cdot Iapa2(\alpha) \cdot f & Pencb(\alpha) &:= \begin{cases} \left(\frac{1}{2} \cdot Trise \cdot Vo \cdot Ienc(\alpha) \cdot f \right) & \text{if } Tarcn(\alpha) > 0 \\ 0 & \text{if } Tarcn(\alpha) = 0 \end{cases} \\
 Penc(\alpha) &:= \begin{cases} \left(\frac{1}{2} \cdot Trise \cdot Vin \cdot Ienc(\alpha) \cdot f \right) & \text{if } Tarcn(\alpha) > 0 \\ 0 & \text{if } Tarcn(\alpha) = 0 \end{cases}
 \end{aligned}$$

PERDIDAS EN EL MOSFET DE POTENCIA CON ARCN EN PARALELO

$$r_{\text{dequ}}(n) := \frac{r_{\text{ds}}}{n} \quad C_{\text{equiss}}(n) := C_{\text{iss}} \cdot n \quad C_{\text{equoss}}(n) := C_{\text{oss}} \cdot n$$

$$P_{\text{cond}}(\alpha, n) := \text{imprmsM}(\alpha)^2 \cdot r_{\text{dequ}}(n)$$

$$P_{\text{diodo}}(\alpha, n) := U_{\text{do}} \cdot I_{\text{dfavg}}(\alpha) + \frac{R_{\text{d}}}{n} \cdot I_{\text{dfrms}}(\alpha)^2$$

$$P_{\text{papagado}}(\alpha) := \frac{1}{2} \cdot T_{\text{fall}} \cdot V_{\text{in}} \cdot I_{\text{apa}}(\alpha) \cdot f$$

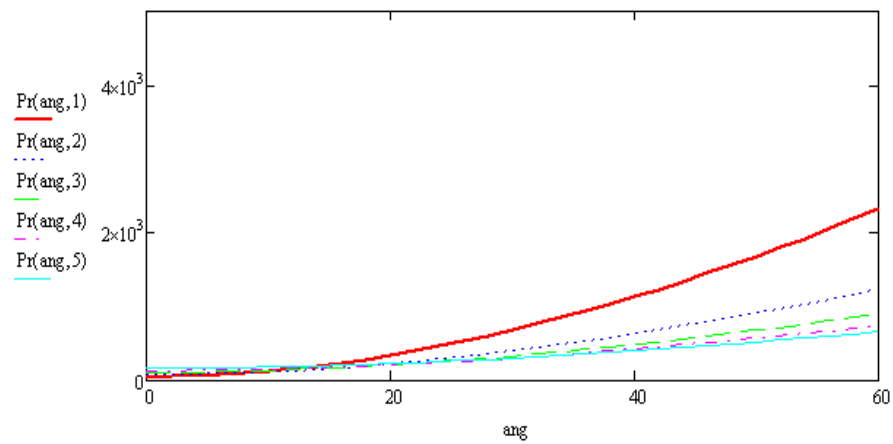
$$P_{\text{conarcnd}}(\alpha, n) := I_{\text{Marneff}}(\alpha)^2 \cdot r_{\text{dequ}}(n)$$

$$P_{\text{arc}}(\alpha, n) := P_{\text{conarcnd}}(\alpha, n) \cdot 12$$

$$P_{\text{ci}}(n) := 0.5 \cdot C_{\text{equiss}}(n) \cdot V_{\text{gs}}^2 \cdot f$$

$$P_{\text{co}}(n) := 0.5 \cdot C_{\text{equoss}}(n) \cdot V_{\text{in}}^2 \cdot f$$

$$Pr(\alpha, n) := 12(P_{\text{cond}}(\alpha, n) + P_{\text{diodo}}(\alpha, n) + P_{\text{papagado}}(\alpha) + P_{\text{ci}}(n) + P_{\text{co}}(n)) + P_{\text{arc}}(\alpha, n)$$



10. Índice de Figuras.

<i>Figura 1. Ejemplo de conexión en un vehículo eléctrico y su conexión a la red.....</i>	<i>9</i>
<i>Figura 2. Ejemplo de conmutaciones suaves.....</i>	<i>11</i>
<i>Figura 3. Convertidor reductor ZCS-PWM.</i>	<i>13</i>
<i>Figura 4. Convertidor elevador ZVT-PWM.....</i>	<i>14</i>
<i>Figura 5. Convertidor reductor ZVS-QRC.</i>	<i>14</i>
<i>Figura 6. Convertidor reductor ZVS-PWM.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 7. Convertidor elevador ZVT-PWM.....</i>	<i>15</i>
<i>Figura 8. Convertidor de puente completo.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura 9. Circuitos equivalentes en los estados de la conmutación bajo condiciones de ZVS.</i>	<i>17</i>
<i>Figura 10. Circuito convertidor puente completo con circuito auxiliar pasivo</i>	<i>18</i>
<i>Figura 11. Formas de onda para el convertidor de puente completo con circuito auxiliar.</i>	<i>19</i>
<i>Figura 12. Convertidor de puente completo con una red ARCN.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura 13. Modo de operación del circuito ARCN en el convertidor de puente completo.</i>	<i>21</i>
<i>Figura 14. Circuitos equivalentes durante el modo de operación.</i>	<i>22</i>
<i>Figura 15. Esquema convertidor de doble puente activo.</i>	<i>23</i>
<i>Figura 16. Convertidor bidireccional trifásico de doble puente activo.</i>	<i>24</i>
<i>Figura 17. Disparos del convertidor</i>	<i>24</i>
<i>Figura 18. Tensión en el transformador</i>	<i>25</i>
<i>Figura 19. Formas de onda.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura 20. Modelo del convertidor.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura 21. Ecuaciones para el cálculo de la potencia de salida.....</i>	<i>29</i>
<i>Figura 22. Evolución de la potencia en función del ángulo de desfase</i>	<i>29</i>
<i>Figura 23. Comparativa pérdidas totales en semiconductores IGBT Vs MOSFET.</i>	<i>31</i>
<i>Figura 24. Estudio de pérdidas con MOSFET en paralelo</i>	<i>31</i>
<i>Figura 25. Esquema del circuito durante un intervalo de tiempo muerto.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 26. Rango de carga donde se puede conseguir ZVS.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura 27. Circuito de Pspice.</i>	<i>34</i>
<i>Figura 28. Tensiones en el transformador (de línea) con un desfase de 24°. Arriba primario.</i>	
<i>Abajo secundario.....</i>	<i>34</i>
<i>Figura 29. Corriente por el transformador (arriba), corriente por interruptor M1 (medio), corriente por el diodo antiparalelo (abajo).....</i>	<i>35</i>
<i>Figura 30. ZVS a 100 % de carga..</i>	<i>35</i>
<i>Figura 31. NO ZVS a 45 % de carga.</i>	<i>36</i>
<i>Figura 32. Convertidor trifásico de doble puente activo con ARCN.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura 33. Circuitos equivalentes del convertidor trifásico de puente completo con ARCN.</i>	<i>38</i>
<i>Figura 34. Formas de onda en la ARCN.....</i>	<i>39</i>
<i>Figura 35. Distribución de energías en función de la carga.</i>	<i>41</i>
<i>Figura 36. Tiempo ARCN en función de la carga.</i>	<i>42</i>
<i>Figura 37. Discretización en función de la carga.....</i>	<i>43</i>

<i>Figura 38. Circuito del convertidor trifásico con doble puente activo con ARCN.</i>	44
<i>Figura 39. Corriente por un MOSFET principal.</i>	45
<i>Figura 40. Simulación del funcionamiento de la ARCN.</i>	45
<i>Figura 41. ZVS para un 50% de carga.</i>	45
<i>Figura 42. Pérdidas en función del ángulo de desfase.</i>	46
<i>Figura 43. Corriente por un interruptor con ARCN.</i>	48
<i>Figura 44. Corriente por el inductor de la red ARCN.</i>	49
<i>Figura 45. Corriente por el interruptor M1 de la ARCN:</i>	51
<i>Figura 46. Corriente por el diodo parásito del interruptor M2 de la ARCN.</i>	52
<i>Figura 47. Pérdidas en la ARCN.</i>	53
<i>Figura 48. Suma de pérdidas totales debidas al circuito auxiliar para el caso óptimo, y el caso discretizado.</i>	54
<i>Figura 49. Pérdidas del circuito con ARCN y sin ARCN en función del desfase.</i>	54
<i>Figura 50. Apagado brusco a tensión inferior a V_{in}.</i>	55
<i>Figura 51. Esquema de bloques de la placa que incluye una SPARTAN-3.</i>	56
<i>Figura 52. Diagrama de bloques del programa de control propuesto.</i>	57
<i>Figura 53. Circuito del prototipo.</i>	59
<i>Figura 54. Mosfet con la capacidad añadida externamente.</i>	60
<i>Figura 55. Corriente de salida sin valor medio.</i>	62
<i>Figura 56. Núcleo E65.</i>	63
<i>Figura 57. Solución alternativa para un MOSFET lento.</i>	64
<i>Figura 58. Imagen del prototipo y de la PCB.</i>	65
<i>Figura 59. Adaptabilidad para el prototipo construido.</i>	66
<i>Figura 60. Resultados con $T=160$ ns.</i>	68
<i>Figura 61. Simulación con $T=160$ ns.</i>	68
<i>Figura 62. Resultados con $T=320$ ns.</i>	69
<i>Figura 63. Simulación con $T=320$ ns.</i>	70
<i>Figura 64. Corriente por la bobina L_r y tensión de fase en el transformador para el punto de operación.</i>	71
<i>Figura 65. Resultados con $T=640$ ns.</i>	71
<i>Figura 66. Simulación con $T=640$ ns.</i>	72
<i>Figura 67. Pérdidas en el convertidor en función de la adaptabilidad, para un estado de carga del 6,4 %.</i>	73

11. Índice de Tablas.

<i>Tabla 1. Especificaciones de diseño.....</i>	<i>29</i>
<i>Tabla 2. Devanados del transformador.....</i>	<i>30</i>
<i>Tabla 3. Valores de tiempo de conexión del circuito auxiliar, dividido por rangos de potencia.</i>	<i>44</i>
<i>Tabla 4. Condiciones a las que realizan los ensayos.</i>	<i>60</i>
<i>Tabla 5. Devanados del transformador.....</i>	<i>63</i>
<i>Tabla 6. Medidas del transformador.....</i>	<i>63</i>
<i>Tabla 7. Condición de los ensayos.</i>	<i>66</i>
<i>Tabla 8. Valores de tiempo de conexión del circuito auxiliar para el ensayo propuesto.....</i>	<i>66</i>
<i>Tabla 9. Medidas en el primer ensayo.</i>	<i>69</i>
<i>Tabla 10. Medidas en el segundo ensayo.</i>	<i>70</i>
<i>Tabla 11. Medidas en el primer ensayo.</i>	<i>72</i>